re

RADIOELEKTRONIK

Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

7'90

- KOREKTOR CHARAKTERYSTYKI CZĘSTOTLIWOŚCIOWEJ
- KONDENSATORY CERAMICZNE
- JESZCZE O RATOWANIU TELEWIZORÓW
- WĄŻ ŚWIETLNY



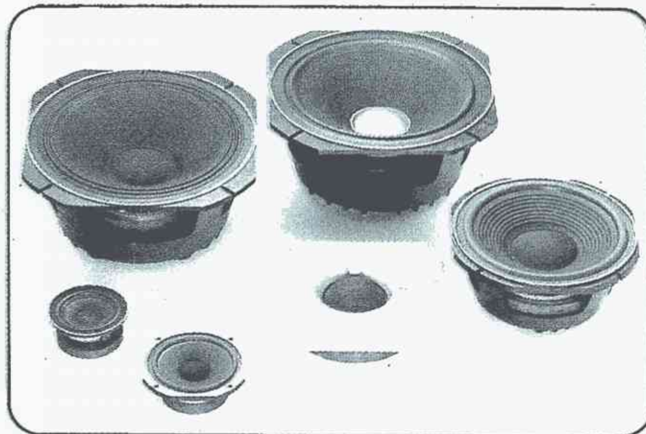
PL ISSN 01376802

■ Słuchawki zupełnie nowej konstrukcji. Znana wytwórnia mikrofonów i słuchawek AKG (Austria) zaprezentowała w 1989 r. słuchawki przyuszne K-1000 o konstrukcji odbiegającej od wszystkich dotychczasowych (fot.).



Słuchawki te, typu otwartego, po osadzeniu na głowie nie dotykają w zasadzie do małżowin usznych, a znajdują się tuż przy uchu. Ich działanie można porównać do specjalnych głośników umieszczonych w pobliżu lewego i prawego ucha. Do zalet tych słuchawek należy zaliczyć: znakomitą wentylację uszu, zupełny brak poczucia oddzielenia akustycznego od otoczenia, identyczny efekt odsłuchu bez względu na kształt głowy i małżowin usznych oraz obecność włosów u kobiet.
Wytwórca infomuje, że jakość odsłuchu jest porównywalna z najlepszymi zespołami głośnikowymi, wobec czego słuchawki te mogą służyć nie tylko jako sprzęt hi-fi, lecz i słuchawki profesjonalne do kontroli nagrywanych utworów muzycznych. Przy odsłuchu za pomocą tych słuchawek nie powstają przykre nieprawidłowości w lokalizacji źródeł dźwięku tak charakterystyczne w wypadku stosowania słuchawek konwencjonalnych. Za ten nowy wyrób firma AKG została wyróżniona państwową nagrodą „Mercur'89".

■ Głośniki wysokiej klasy firmy Thorolf (RFN) reprezentują bardzo nowoczesne konstrukcje, w których zastosowano interesujące rozwiązania (wielkie magnesy, masywne — odlewane z aluminium kosze, odporne na temperaturę cewki z materiałów węglistych, płaski drut nawojowy cewek, specjalnie prasowane membrany itd.) oraz najlepsze materiały. Produkowane są głośniki o średnicy od 380 mm do 135 mm o mocach od 500 do 100 W. Charakteryzują się one bardzo dużą wartością indukcji w szczelinie (1,2÷1,8 T) i wysoką efektywnością (96÷114 dB/1 W/1 m).



Niektóre typy głośników profesjonalnych mają podwójne zawieszenie układu drgającego. Na fot. są przedstawione dwa wielkie niskotonowe głośniki profesjonalne (THO 3841 i THO 3830), niskotonowy głośnik hi-fi o średnicy 300 mm (THO 304), mały głośnik nisko-średniotonowy o średnicy 130 mm (THO 131), głośnik średniotonowy o średnicy 165 mm (THO 165) oraz głośnik średnio-wysokotonowy dużej mocy przenoszący pasmo 380÷8000 Hz (THO 400/D).

■ Superkomputer Gotowe są już dwa zestawy oprogramowania do superkomputera „Supernode" opracowanego w ramach zachodnioeuropejskiego programu naukowego Esprit. Skonstruowanie tego superkomputera jest uważane za duże osiągnięcie programu, stawiające Europę Zachodnią w dziedzinie komputerów o równoległym przetwarzaniu danych na równi, a może nawet przed Japonią i USA. „Supernode", to superkomputer najnowszej generacji, który kosztuje dziesiątki tysięcy dolarów, a nie miliony dolarów jak dotychczasowe superkomputery, a jednocześnie ma porównywalną z nimi moc obliczeniową. „Supernode" został skonstruowany wspólnie przez specjalistów brytyjskich i francuskich i jest odpowiedzią na japoński, państwowy projekt budowy komputera tzw. piątej generacji cechującego się przetwarzaniem równoległym, a nie przetwarzaniem danych „krok po kroku". Obecnie realizowana jest kolejna faza prac nad superkomputerem „Supernode II". Zaangażowani są w nie specjaliści z firm i instytutów: Thorn-EMI, Królewskiego Instytutu Radarowego (RSRE), Ove Arup oraz Telmat. Pierwsze wykorzystanie możliwości nowego superkomputera i pierwsze oprogramowanie powstało w Thorn-EMI. Specjaliści tej firmy przygotowali program umożliwiający np. przedstawienie na ekranie trójwymiarowej przestrzeni (np. pokoju), oglądanie go z różnych miejsc, pod różnymi kątami i przy różnym oświetleniu; zmieniać można położenie źródła światła i obserwować efekty. Jest to bardzo wymowny przykład zastosowań, gdyż aby dokładnie odwzorować wszystkie odbicia światła i powstające cienie (gdy w przestrzeni znajdują się inne przedmioty, meble itp.) zwykły komputer musiałby pracować nad tym... kilka dni. Superkomputer upora się z takim zadaniem w ciągu kilkunastu minut. Chodzi oczywiście o niezwykle drobiazgowe odwzorowanie oświetlanej przestrzeni. Program, który to umożliwia, może być wykorzystywany oczywiście do zadań o wiele bardziej złożonych i odpowiedzialnych. Drugi program powstał w RSRE i umożliwia doskonałą symulację złożonych systemów, takich, jak procesy biologiczne czy scenariusze ekonomiczne. Takie procesy są trudne do opisania i symulacji, gdyż składają się na nie tysiące elementów oddziałujących na siebie. Ten drugi program został wykorzystany np. do odwzorowania ruchu drogowego na obszarze 22 km^2, przy czym pod uwagę brano 300 w tym samym czasie poruszających się samochodów. Program umożliwił symulację trwającego w rzeczywistaości 8 godzin ruchu — w ciągu 5 minut. Dotychczas znane komputery musiałyby pracować kilka godzin, aby uporać się z podobnym zadaniem. „Supernode" pracuje jednak inaczej: jednocześnie przetwarza dane dotyczące nie całego obszaru, ale jego wielu części. W efekcie cała praca jest wykonana szybciej.

■ Układ scalony U2800B do sterowania grupowego został opracowany przez firmę Telefunken Electronic z przeznaczeniem do systemów elektrycznego ogrzewania wnętrz jako element sterujący triaki lub przekaźniki elektromechaniczne. Przewidywane zastosowanie narzuciło konieczność dostosowania układu zarówno do regulacji dwupołożeniowej z regulowaną histerezą, jak i do regulacji proporcjonalnej o programowanym zakresie regulacji. Istnieje ponadto możliwość wyboru jednej z trzech stałych wartości regulowanej temperatury. Wewnętrzny filtr za kłóceń zapobiega interpretowaniu przez układ krótkich (do 10 μs) przerw w zasilaniu za przejścia napięcia sieci przez zero, co prowadziłoby do generacji nieprawidłowo ustawionych impulsów wyjściowych. Zabezpieczający układ logiczny zapewnia utrzymanie określonego jednoznacznie stanu układu w razie przerwy lub zwarcia w obwodzie czujnika temperatury, zapewniając poza tym dopasowanie pracy układu do wymogów narzuconych z zewnątrz. Są też inne rozwiązania, stosowane w takich samych układach współczesnej konstrukcji, jak np. automatyczne generowanie impulsów wyjściowych w razie wyłączenia się lub niezałączenia triaka (retriggering) i optymalizację położenia impulsu wyjściowego w zależności od warunków narzuconych przez obciążenie. Jest też możliwość sterowania zdalnego oraz przez timer. Czas cyklu grzania może wynosić 31 lub 5 s.

OGŁOSZENIA

Na okładce. Z radiomagnetofonem na wakacje. Nowy dwukasetowy magnetofon Philipsa, przypominający swoim wyglądem statek kosmiczny, należy do najnowszej III generacji sprzętu „Moving Sound", projektowanego w stylu młodzieżowym. Ma przy tym dobre parametry techniczne. Moc wyjściowa 20 W, okrągłe głośniki o „kulistej" charakterystyce promieniowania, zakresy fal: średnie i UKF stereo-mono



RADIOELEKTRONIK 7'90

LIPIEC 1990 ● ROCZNIK XLI (136)

Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

Adres: Redakcja „Radioelektronik"
ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa. Tel. 25-29-85

SIGMA *WYDAWNICTWO CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH SIGMA NOT*
Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością

Informacji o warunkach prenumeraty udzielają miejscowe oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe.



Druk: Zakłady Graficzne DOM SŁOWA POLSKIEGO w Warszawie.
Zam. 1422/CD. Skład techniką fotograficzną. Ark. druk. 4,5. Cena zł 3500.
Numer zamknięto 28.V.1990 r.

Korektor charakterystyki częstotliwościowej

W artykule opisano układ tranzystorowego korektora charakterystyki częstotliwościowej, który moża wykonać w różnych wariantach: korektora basów wpływającego na 2÷3 zakresy małych częstotliwości, korektora wpływającego na kilka wybranych zakresów, bądź oktawowego korektora graficznego umożliwiającego kształtowanie charakterystyki w 10 zakresach. Schemat korektora zaczerpnięto z mies. „Radio" (Bułgaria) nr 10/1985.

Częste i różnorodne są potrzeby dotyczące korekcji charakterystyki częstotliwościowej torów elektroakustycznych. Najczęściej chodzi o skorygowanie przebiegu tej charakterystyki w zakresie najmniejszych i największych częstotliwości pasma akustycznego. Elektronik-amator poszukuje układów prostych i tanich. Opisany układ korektora spełnia w dużym stopniu te wymagania.

Aktywny układ mający cechy szeregowego obwodu LC jest przedstawiony na rys. 1a. Charakterystyka jego impedancji wejściowej (Z) jest przedstawiona na rys. 1b. Wynika z niej, że w miarę zwiększenia częstotliwości, od bardzo małej poczynając, impedancja układu maleje, aby przy częstotliwości f_0 osiągnąć minimum, bliskie pod względem wartości rezystancji rezystora R1. Wówczas, gdy częstotliwość zwiększa się, przebiegi wejściowe przedostają się przez kondensator C2 do bazy tranzystora, a przebiegi na emiterze tranzystora są ich odpowiednikiem. W tym zakresie częstotliwości rezystancja rezystora R1 przestaje wpływać na wartość impedancji wejściowej, która staje się zależna od rezystancji rezystora R2 i impedancji wejściowej tranzystora, pracującego w układzie wtórnika emiterowego. Istotne jest, że charakterystyka zmian impedancji od częstotliwoości ma określone minimum przy częstotliwości f_0, podobnie jak układ dwóch połączonych szeregowo elementów LC.

Częstotliwość f_0 układu może być obliczona w przybliżeniu ze wzoru:

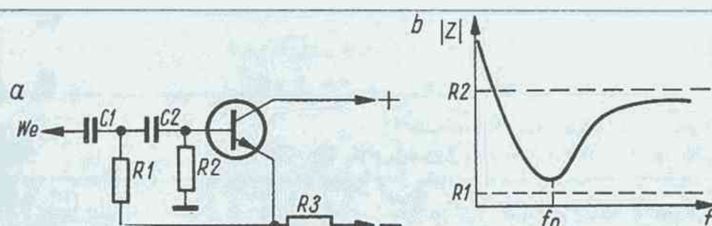
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1 \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2}} \quad \text{[Hz]}$$

Na częstotliwość f_0 ma wpływ współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora (h_{21E}). W tym układzie powinny być stosowane tranzystory o dużej wartości tego współczynnika ($h_{21E} > 200$). Gdy układ o charakterystyce „rezonansowej" włączy się do układu wzmacniającego, w taki sposób, że wpływa on na wzmocnienie, otrzyma się układ regulowanego korektora charakterystyki częstotliwościowej, którego środkowa częstotliwość regulowanego zakresu jest równa częstotliwości f_0.

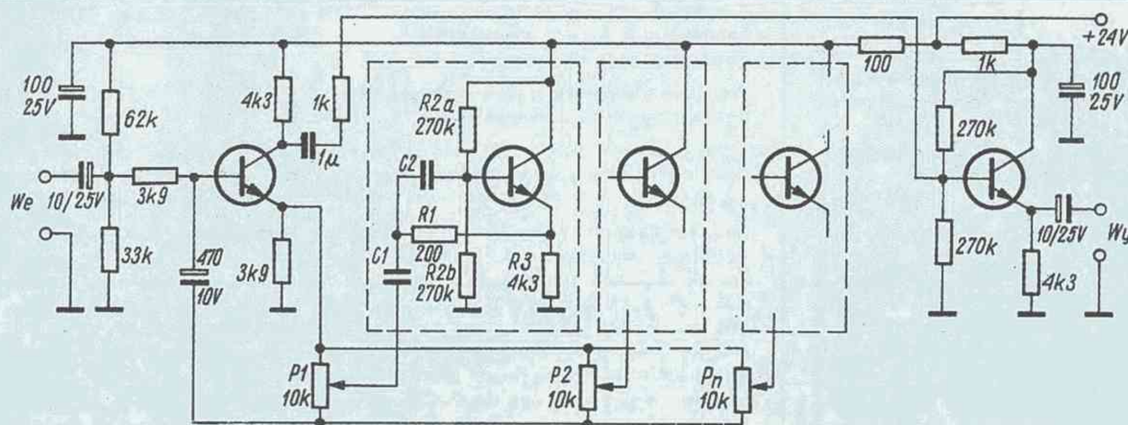
Dane kondensatorów C1 i C2 do układów korekcyjnych

f_0, Hz	C1	C2
32	3,3 μF	330 nF
63	1,5 μF	150 nF
125	820 nF	82 nF
250	390 nF	39 nF
500	220 nF	22 nF
1000	100 nF	10 nF
2000	47 nF	4,7 nF
4000	27 nF	2,7 nF
8000	12 nF	1,2 nF
16000	6,8 nF	680 pF

Na rys. 2 jest przedstawiony schemat korektora. Może on zawierać 3÷10 układów umożliwiających regulowanie wzmocnienia w wybranych zakresach częstotliwości. Jak widać ze schematu, potencjometry regulacyjne są włączone między bazę i emiter tranzystora wzmacniającego, dzięki czemu dany zakres częstotliwości jest bądź osłabiany, bądź lepiej wzmacniany. Potencjometry te mają charakterystykę liniową. Wartości kondensatorów C1 i C2 poszczególnych układów regulacyjnych są podane w tablicy. W odniesieniu do innych częstotliwości, odpowiednie wartości mogą być dobrane metodą ekstrapolacji lub za pomocą obliczeń, korzystając z podanego wyżej wzoru. Użyte w układzie tranzystory powinny być małoszumne o dużym współczynniku wzmocnienia prądowego, większym od 200 ($h_{21E} > 200$). Mogą to być, np. BC109B, BC149B, BC413B, BC414B. Znamionowe napięcie wejściowe układu wynosi 0,5 V. Wzmocnienie układu jest bliskie jedności, tj. układ w zasadzie nie zmienia poziomu napięcia sygnału. W krańcowych położeniach ślizgaczy potencjometrów P1, P2...Pn może się okazać, że wpływają one na sąsiednie zakresy układu. Aby ten wpływ ogra-



Rys. 1. Aktywny układ o właściwościach układu LC
a — schemat układu, b — charakterystyka impedancji wejściowej (Z)



Rys. 2. Schemat tranzystorowego korektora charakterystyki częstotliwościowej

niczyć jest celowe zastosowanie rezystorów 33 ÷ 100 Ω włączonych w szereg z potencjometrami, z obu stron. Zakres regulacji sygnału o częstotliwości środkowej zakresu wynosi około ±10 dB. Jeszcze parę uwag dotyczących układu. Zakres regulacji wykonywanej danym potencjometrem zależy od wartości rezystora R1. Zwiększenie wartości tego rezystora zmniejsza zakres regulacji. Może być zastosowane niższe napięcie zasilania, jednak wówczas należy się liczyć ze zwiększeniem się zniekształceń nieliniowych, szczególnie przy przesterowaniu korektora napięciem wejściowym o wartości większej od znamionowej. Jeżeli korektor jest przeznaczony do skorygowania niezmiennych wad toru elektroakustycznego (np. charakterystyki przenoszenia zespołu głośnikowego), zamiast potencjometrów może zastosować rezystory nastawne ustawiane jednorazowo podczas regulacji parametrów toru.

R.T.

□

Mały labiryntowy zespół głośnikowy

Opisany niżej zespół głośnikowy został opracowany przez wytwórnię Isophon (Berlin Zach.) i ma oznaczenie T410. Jest to dwudrożny zespół odznaczający się prostą konstrukcją, nadający się dobrze do wykonania w warunkach amatorskich.

Szkic obudowy tego labiryntowego zespołu głośnikowego jest przedstawiony na rys. 1. Wszystkie ścianki obudowy są wykonane ze sklejki lub twardych płyt wiórowych o grubości 22 mm[1]. Rozmiary poszczególnych części składowych obudowy są podane w tablicy. Więcej materiału dźwiękochłonnego powinno się znajdować w komorze za głośnikami. W części wylotowej kanału wystarcza cienka warstwa waty przyklejona do ścianek. Jak w każdym labiryntowym zespole głośnikowym, ilość zastosowanego materiału dźwiękochłonnego powinna być dobrana doświadczalnie, podczas ostatecznych prób.

W modelowym rozwiązaniu firma Isophon zastosowała głośnik nisko-średniotonowy typu PSL200TM i kopułkowy głośnik wysokotonowy typu KK10. Zastosowano najprostszą zwrotnicę prądową 6 dB/okt. Zespół ma moc znamionową 60 W i impedancję 8 Ω. Pasmo przenoszenia wynosi, wg danych wytwórni, 48Hz ÷ 20 kHz.

W kraju nie jest produkowany głośnik odpowiadający ściśle głośnikowi typu PSL200TM (średnica 198 mm, moc 80 W, inne parametry: $f_S = 40$ Hz, $Q_{TS} = 0{,}6$, $V_{AS} = 31$ dm^3). Najbardziej odpowiedni jako zastępczy wydaje się głośnik Tonsil typu GDN 20/30, 8 Ω, który ma mniejszą moc znamionową, lecz odznacza się lepszą efektywnością. Jako głośnik wysokotonowy może być zastosowany głośnik kopułkowy GDWK 9/80, 8 Ω lub GDWK 9/40, 8 Ω.

Schemat połączenia i elementy zwrotnicy prądowej są przedstawione na rys. 2. Pasmo głośnika nisko-średniotonowego jest ograniczone cewką indukcyjną L1. Głośnik wysokotonowy jest przyłączony przez filtr 12 dB/okt składający się z cewki L2 i kondensatora C. Częstotliwość podziału pasma wynosi około 3000 Hz. Można przeprowadzić eksperyment polegający na zwarciu cewki L1, co powinno wpłynąć korzystnie na odtwarzanie dźwięków niskich i średnio-wysokich. Można zastosować odpowiedni wyłącznik (W) umożliwiający dokonanie tej czynności podczas użytkowania zespołu. Zastosowanie głośnika typu GDN 20/40, 8 Ω, zamiast GDN 20/30, 8 Ω, budzi wątpliwości ze względu na jego ograniczone możliwości przenoszenia częstotliwości większych od 2500 Hz.

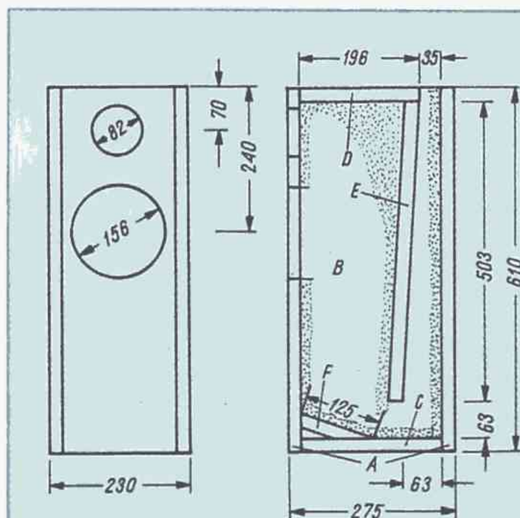
Wydaje się interesujące przeeksperymentowanie pewnej modyfikacji opisanego zespołu, polegającej na zmianie usytuowania głośników: głośnik nisko-średniotonowy można by umieścić u góry zespołu, a głośnik wyskotonowy niżej, bądź wynieść go nad obudowę labiryntową i zamocować na przystawce. Rozwiązanie to wydłuży kanał labiryntu o 150 mm, tj. o więcej niż 10%.

A.W.

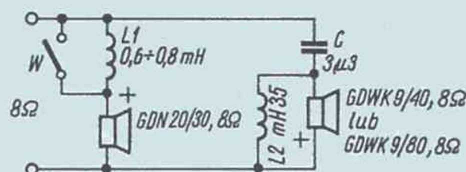
□

Rozmiary części składowych obudowy

Element	Długość (mm)	Szerokość (mm)	Liczba
A	610	186	2
B	610	275	2
C	231	186	1
D	196	186	1
E	503	186	1
F	125	186	1



Rys.1. Szkic konstrukcji małej obudowy labiryntowej



Rys. 2. Schemat elektryczny zespołu głośnikowego z głośnikami Tonsil

[1] Wydaje się możliwe zastosowanie płyt 19 mm

LITERATURA

[1] „Radioelektronik" nr 11/1987: Labiryntowe obudowy głośnikowe
[2] Witort A.: Zestawy głośnikowe. SIGMA, Warszawa 1986
[3] Isophon: Bauvorschläge für Transmision-Line-Boxen

Układy mikroprocesorowe Z80 (3)

mgr inż. Konrad Fedyna
mgr inż. Marek Mizeracki

Programowalny układ czasowy Z80 CTC

Z80 CTC jest programowalnym układem czasowym zawierającym cztery niezależne bloki funkcjonalne (kanały), umożliwiające zliczanie impulsów, odmierzanie czasu i generowanie impulsów o zadanym czasie trwania. Układ Z80 CTC jest wykonany w technologii NMOS i umieszczony w obudowie DIL 28.

Podstawowe cechy układu

- Niezależna praca każdego z kanałów jako licznik (ang. COUNTER) lub jako układ odmierzający czas (ang. TIMER)
- Możliwość odczytu stanu liczników w dowolnym momencie
- Automatyczne ustawianie stanu liczników po ich wyzerowaniu
- Wyzwalanie licznika czasu i impulsów zmianą stanu na jednym z wejść układu (ang. TRIGGER)
- Generacja impulsu po wyzerowaniu liczników umożliwiającego wysterowanie tranzystorów typu Darlington
- Generacja przerwania po wyzerowaniu liczników z wykorzystaniem łańcuchowego systemu priorytetu przerwań
- Poziom logiczny TTL sygnałów wejściowych i wyjściowych
- Zasilanie +5 V
- Jednofazowy sygnał zegarowy

Schemat blokowy układu Z80 CTC jest przedstawiony na rys. 1.

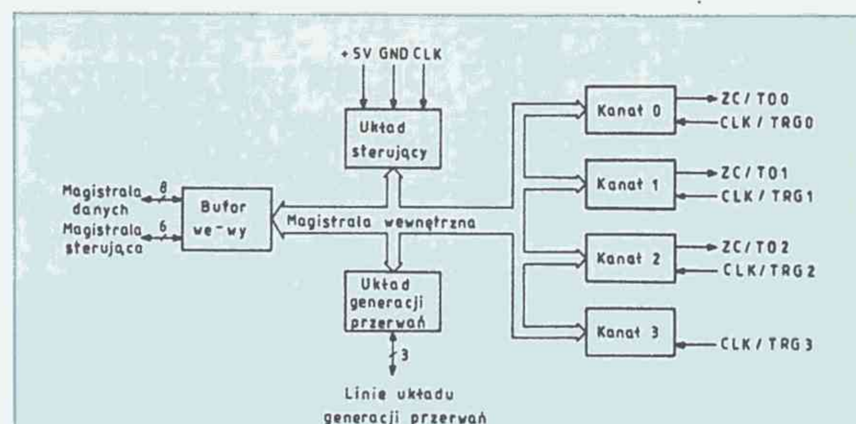
Układ składa się z bufora we-wy, układu sterującego, układu generacji przerwań i czterech liczników wraz z ich układami sterowania. Układom licznikowym, zwanym kanałami, są przyporządkowane numery od 0 do 3. Kanał o numerze O ma najwyższy priorytet w systemie generacji przerwań układu CTC. Układ Z80 można dołączyć bezpośrednio do magistrali mikroprocesora. W większych systemach mikroprocesorowych może się okazać konieczne zastosowanie dekodera układów we-wy oraz wzmacniaczy linii danych, adresowych i sterujących.

Na rys. 2 przedstawiono schemat blokowy jednego z kanałów CTC, w skład którego wchodzą: 8-bitowy rejestr słowa sterującego, 8-bitowy rejestr stałej, 8-bitowy licznik zliczający wstecz i programowalny 8-bitowy dzielnik sygnału zegarowego.

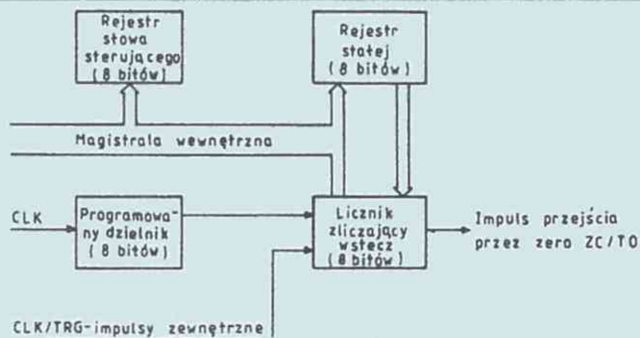
Rejestr słowa sterującego jest zapisywany przez CPU w celu zaprogramowania trybu pracy kanału. Stany sygnałów na wejściach $\overline{CE}$, CS1, CSO układu CTC określają, dla którego kanału jest przeznaczone aktualnie przesyłane słowo sterujące (tabl.). Wejścia CSO i CS1 najczęściej są łączone z wyjściami A0 i A1 CPU. Sygnał $\overline{CE}$ może pochodzić z jednego z wyjść A3-A7 mikroprocesora lub z dekodera adresów układów we-wy.

Programowalny dzielnik impulsów zegarowych jest wykorzystywany tylko w czasowym trybie pracy. Umożliwia on dzielenie częstotliwości zegara systemowego przez 16 lub 256. Wyjście dzielnika jest połączone z wejściem licznika zliczającego wstecz. Osiągnięcie przez licznik stanu zerowego powoduje wygenerowanie impulsu na wyjściu ZC/TO i ponowne załadowanie licznika zawartością rejestru stałej. Zawartość 8-bitowego rejestru stałej jest ustalana programowo przez mikroprocesor bezpośrednio po załadowaniu rejestru słowa sterującego. Zmiana zawartości rejestru stałej nie wpływa na pracę licznika. Licznik jest ładowany nową wartością dopiero po osiągnięciu stanu zerowego. W trybie czasowym zawartość licznika jest zmniejszana wskutek pojawienia się narastającego zbocza sygnału pochodzącego z programowalnego dzielnika impulsów zegarowych, a w trybie licznikowym — w wyniku pojawiania się narastającego zbocza impulsów zewnętrznych. Zawartość licznika może być w każdej chwili odczytana przez mikroprocesor. Istnieje możliwość zaprogramowania pracy każdego z kanałów CTC tak, że po osiągnięciu przez licznik stanu zerowego generowane jest przerwanie. Kanały 0, 1 i 2 zawsze generują w tym momencie impulsy na wyjściach ZC/TO. Kanał 3 nie ma wyjścia ZC/TO.

Kanał	$\overline{CE}$	CS1	CS0
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1



Rys. 1. Schemat blokowy układu Z80 CTC



Rys. 2. Schemat blokowy jednego z kanałów układu Z80 CTC

Schemat wyprowadzeń układu Z80 CTC jest przedstawiony na rys. 3.

D7-DO — trójstanowa, dwukierunkowa magistrala danych (ang. DATA BUS) używana do przesyłania słów sterujących i danych. DO jest najmniej znaczącym bitem.

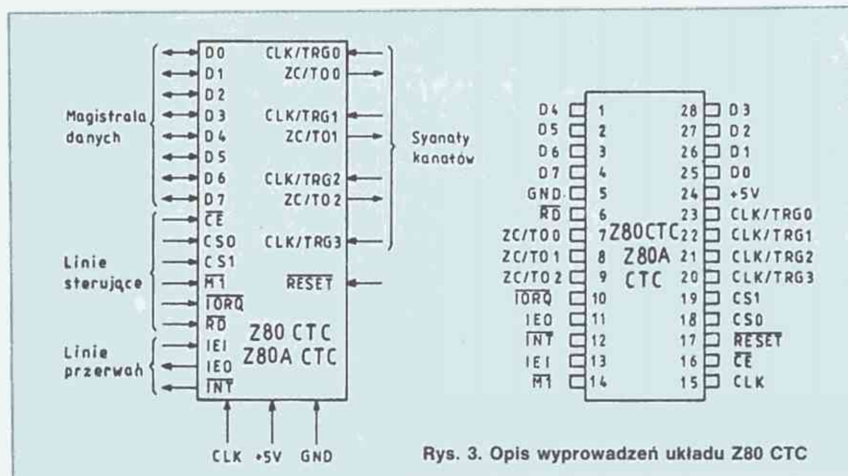
CS1-CSO — wejścia (ang. CHANNEL SELECT). Sygnały wybierające kanał podczas operacji zapisu i odczytu.

$\overline{CE}$ — wejście (ang. CHIP ENABLE). Stan aktywny — niski. Sygnał uaktywnienia układu. Niski stan na tym wejściu umożliwia przyjmowanie przez Z80 CTC

słów sterujących, wektorów przerwań, danych dla programowalnego dzielnika i rejestru stałej oraz odczyt stanów liczników. Wejście to jest łączone przeważnie z jedną z ośmiu linii A0-A7 systemu mikroprocesorowego lub z wyjściem dekodera adresów układów we-wy.

CLK — wejście (ang. CLOCK). Jednorazowy sygnał zegarowy. Układ Z80 CTC wykorzystuje sygnał zegarowy Z80 CPU. W zależności od wersji układu maksymalna częstotliwość sygnału zegarowego może wynosić 2,5 MHz (Z80 CTC), 4 MHz (Z80A CTC), 6 MHz (Z80B CTC).

M1 — wejście (ang. MACHINE CYCLE ONE). Stan aktywny — niski. Sygnał pierwszego cyklu maszynowego mikroprocesora. Niski stan na tym wejściu oraz na wejściu RD oznacza, że CPU jest w trakcie pobierania rozkazu z pamięci. Jednoczesne pojawienie się niskich stanów na wejściach M1 i IORQ oznacza potwierdzenie przyjęcia przerwania przez mikroprocesor.



Rys. 3. Opis wyprowadzeń układu Z80 CTC

IORQ — wejście (ang. INPUT/OUTPUT REQUEST). Stan aktywny — niski. Sygnał odczytu lub zapisu do układu we-wy. Niski stan na tym wejściu oznacza, że liniami magistrali adresowej jest przesyłany adres układu we-wy. Niskie stany sygnałów na wejściach IORQ, CE i RD umożliwiają odczyt stanów liczników. Zapis słów sterujących i danych do CTC dokonuje się w czasie, gdy sygnały IORQ i CE są w stanie, niskim, a sygnał RD w stanie wysokim. Niskie stany sygnałów IORQ i M1 informują o przyjęciu przerwania przez mikroprocesor.

RD — wejście (ang. READ). Stan aktywny — niski. Sygnał odczytu z pamięci lub układu we-wy. Wraz z sygnałami IORQ i CE służy do indentyfikacji cyklu zapisu (RD = 1) i odczytu (RD = 0) z układu CTC.

IEI — wejście (ang. INTERRUPT ENABLE INPUT). Zezwolenie na generację przerwania. Wejście to jest używane do tworzenia łańcucha priorytytetu przerwań w systemach zawierających więcej niż jeden układ we-wy serii Z80. Wysoki poziom sygnału na tym wejściu oznacza, że żaden inny układ we-wy o wyższym priorytecie nie jest obsługiwany przez mikroprocesor.

IEO — wyjście (ang. INTERRUPT ENABLE OUT). Stan aktywny — wysoki. Zezwolenie na generację przerwania. Sygnał IEO wraz z sygnałem IEI służy do tworzenia łańcucha priorytetu przerwań. Sygnał IEO przyjmuje stan wysoki tylko wtedy, gdy CPU nie obsługuje przerwania z danego układu CTC lub z układu o wyższym priorytecie.

INT — wyjście typu otwarty dren (ang. INTERRUPT REQUEST). Stan aktywny — niski. Sygnał zgłoszenia przerwania. Układ CTC może zgłaszać przerwanie po osiągnięciu stanu zerowego przez jeden z czterech liczników.

RESET — wejście (ang. RESET). Stan aktywny — niski. Sygnał zerowania układu CTC. Pojawienie się aktywnego stanu sygnału RESET powoduje:

— zablokowanie systemu generacji przerwań,

— ustawienie stanów nieaktywnych na wyjściach ZC/TO i INT oraz stanu wyjścia IEO w stan, w jakim znajduje się aktualnie sygnał IEI,

— zmianę stanu linii DO-D7 układu CTC w stan wysokiej impedancji.

CLK/TRGO-CLK/TRG3 — wejścia (ang. EXTERNAL CLOCK/TIMER TRIGGER). Stan aktywny jest wybierany programowo jako wysoki lub niski. Sygnał zegara zewnętrznego lub impulsów wyzwalających (kanał 0, 1, 2, 3,). Zmiana stanu na tym wejściu z nieaktywnego na aktywny powoduje:

— w trybie licznikowym zliczanie wstecz,

— w trybie czasowym rozpoczęcie pomiaru czasu.

ZC/TOO-ZC/TO2 — wyjścia (ang. ZERO COUNT/TIMEOUT). Stan aktywny — wysoki. Sygnał ten informuje o uzyskaniu przez licznik stanu zerowego (kanały 0, 1, 2).

Po włączeniu zasilania stan układu CTC jest nieokreślony. Przed rozpoczęciem odmierzania czasu lub zliczanie impulsów każdy kanał musi być zaprogramowany przez wpisanie do odpowiednich rejestrów słowa sterującego i stałej, którą zostanie załadowany licznik. Jeżeli kanał został zaprogramowany tak, że ma generować przerwanie, to następnym bajtem wysłanym pod jego adres powinien być wektor przerwań. Wybór rodzaju pracy jest dokonywany niezależnie dla każdego z czterech kanałów.

W trybie licznikowym zliczane są impulsy doprowadzane do wejścia CLK/TRG. Początkowy stan licznika równy jest zawartości rejestru stałej, a zliczanie odbywa się wstecz w kodzie binarnym. Zdefiniowanie stanu aktywnego sygnału CLK/TRG odbywa się programowo (bit 4 słowa sterującego). Zmiana stanu licznika jest dokonywana podczas trwania narastającego zbocza sygnału zegarowego wskutek zmiany stanu sygnału CLK/TRG z nieaktywnego na aktywny. Wszystkie kanały, odpowiednio zaprogramowane, mogą generować przerwanie w wyniku wyzerowania ich liczników. W następnym takcie zegara, po osiągnięciu stanu zerowego, licznik jest załadowywany zawartością rejestru stałej. Zmiana zawartości rejestru stałej nie wpływa na pracę kanału do czasu osiągnięcia przez licznik stanu zerowego.

W trybie czasowym poszczególne kanały układu mogą być wykorzystywane do odmierzania czasu z dokładnością równą szesnastu okresom zegara. Częstotliwość sygnału zegarowego jest dzielona przez 16 lub 256 w programowalnych dzielnikach. Wyjścia dzielników są połączone z wejściami liczników zliczających wstecz. Po zaprogramowaniu kanału licznik jest ładowany zawartością rejestru stałej (od 1 do 256). Powtarzane jest to zawsze po osiągnięciu przez licznik stanu zerowego. Jednocześnie generowany jest na wyjściu ZC/TO impuls prostokątny o wypełnieniu 0,5 i okresie t:

$$t = tc * P * Tc$$

przy czym:

tc — okres zegara systemowego,

P — dzielnik częstotliwości (16 lub 256),

Tc — stała czasu (od 1 do 256).

Rozpoczęcie odmierzania czasu możliwe jest dwoma sposobami:

— automatycznie, po wykonaniu cyklu zapisu do rejestru stałej,

— po załadowaniu rejestru stałej i zmianie stanu sygnału na wejściu CLK/TRG wraz z drugim narastającym zboczem sygnału zegarowego CLK.

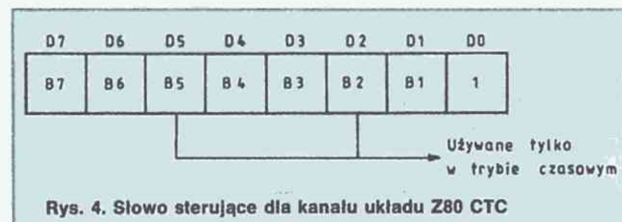
Jeżeli układ został zaprogramowany tak, że stała czasu jest zbędna, to odmierzanie czasu rozpoczyna się podczas trwania drugiego narastającego zbocza sygnału zegarowego, następującego po przesłaniu słowa sterującego i zmianie stanu sygnału na wejściu CLK/TRG. Rodzaj aktywnego zbocza sygnału CLK/TRG jest ustalany programowo.

Przed rozpoczęciem zliczania impulsów lub odmierzania czasu każdy kanał układu musi być zaprogramowany. W tym celu CPU przesyła do rejestrów CTC słowo sterujące i stałą czasu. Jeżeli system generacji przerwań jednego lub kilku kanałów ma być odblokowany, do układu CTC musi być przesłany wektor przerwań (wspólny dla wszystkich kanałów).

Przesłanie słowa sterującego z CPU do CTC odbywa się podczas cyklu zapisu do układów we-wy. Wejścia CSO i CS1 służą do wyboru kanału. W wypadku połączenia ich z liniami A0 i A1 magistrali adresowej mikroprocesora, układ CTC zajmuje cztery sąsiednie adresy układów we-wy. Słowo przesyłane do CTC jest traktowane jako słowo sterujące (zapisywane do rejestru sterującego) wtedy, jeżeli bit D0 ma wartość logiczną „1". Pozostałe siedem bitów służy do wyboru trybu pracy (rys. 4).

Znaczenie poszczególnych bitów słowa sterującego jest następujące:

Bit D7 = 1 — Odblokowanie systemu generacji przerwań zarówno w trybie licznikowym, jak i czasowym.



Rys. 4. Słowo sterujące dla kanału układu Z80 CTC

Bit D7 = 0 — Zablokowanie systemu generacji przerwań.

Bit D6 = 1 — Wybór licznikowego trybu pracy. Licznik zlicza wstecz zbocza sygnału CLK/TRG. Programowalny dzielnik impulsów zegarowych nie jest używany.

Bit D6 = 0 — Wybór czasowego trybu pracy. Częstotliwość sygnału zegarowego jest dzielona w programowalnym dzielniku, którego wyjście jest połączone z wejściem licznika.

Bit D5 = 1 — Dzielnik częstotliwości równy 256 (tylko dla czasowego trybu pracy).

Bit D5 = 0 — Dzielnik częstotliwości równy 16 (tylko dla czasowego trybu pracy).

Bit D4 = 1 — Tryb czasowy: odmierzanie czasu rozpoczyna pojawienie się narastającego zbocza sygnału na wejściu CLK/TRG. Tryb licznikowy: zmianę stanu licznika powoduje narastające zbocze sygnału na wejściu CLK/TRG.

Bit D4 = 0 — Tryb czasowy: odmierzanie czasu rozpoczyna pojawienie się opadającego zbocza sygnału na wejściu CLK/TRG. Tryb licznikowy: zmianę stanu licznika powoduje opadające zbocze sygnału na wejściu CLK/TRG.

Bit D3 = 1 — (Tylko dla czasowego trybu pracy); zmiana stanu sygnału CLK/TRG na aktywny powoduje rozpoczęcie odmierzania czasu po zakończeniu cyklu zapisu do rejestru stałej od momentu pojawienia się drugiego narastającego zbocza sygnału zegarowego. Dzielnik częstotliwości sygnału zegarowego rozpoczyna działanie o dwa lub o trzy cykle zegarowe później.

Bit D3 = 0 — (Tylko dla czasowego trybu pracy); rozpoczęcie odmierzania czasu następuje po załadowaniu rejestru stałej w wyniku pojawienia się drugiego narastającego zbocza sygnału zegarowego.

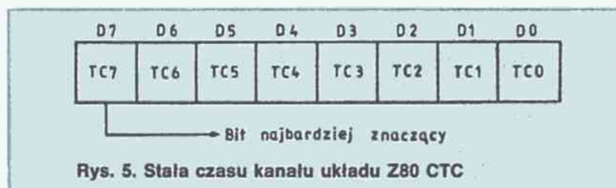
Bit D2 = 1 — Oznacza, że następnym bajtem przesłanym do CTC będzie stała czasu. Jeżeli w trakcie pracy do kanału CTC zostanie przesłane nowe słowo sterujące i stała czasu, to zmiany są wprowadzane dopiero po osiągnięciu stanu zerowego przez licznik. Jedynym sposobem na zmianę stałej czasu jest wysyłanie słowa sterującego, w którym bit D2 = 1.

Bit D2 = 0 — Stała czasu nie będzie przesłana do kanału. Słowo sterujące, w którym bit D2 = 0 służy do ustalenia (zmiany) sposobu pracy kanału na taki, który nie wymaga stałej czasu.

Bit D1 = 1 — Zerowanie kanału: licznik przestaje liczyć, lecz jego stan zostaje nie zmieniony w stosunku do stanu przed wyzerowaniem kanału. Jeżeli słowo sterujące przesłane do kanału zawiera bit D2 = 1 i D1 = 1, to kanał rozpocznie pracę po załadowaniu rejestru stałej czasu.

Bit D1 = O — Kanał nie jest zerowany.

Format stałej czasu, którą może być ładowany licznik, jest przedstawiony na rys. 5. Osiem bitów umożliwia zakodowanie liczb całkowitych z przedziału od 1 do 256. Jeżeli wszystkie bity stałej czasu są zerami, to odpowiada ona liczbie 256.



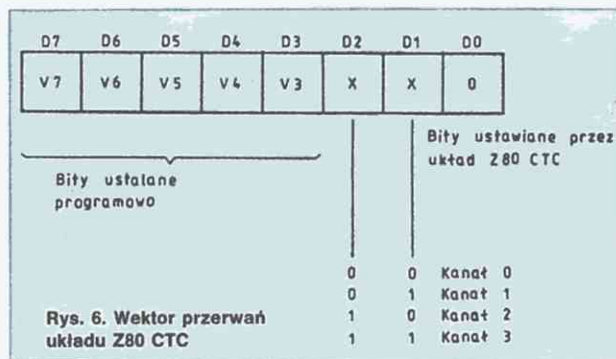
Rys. 5. Stała czasu kanału układu Z80 CTC

Układ Z80 CTC umożliwia współpracę z Z80 CPU w trybie 2 przyjmowania przerwań. Przed rozpoczęciem pracy należy do układu CTC przesłać wektor przerwań.

Każdy z czterech kanałów układu CTC może być zaprogramowany tak, aby generował przerwanie w wyniku osiągnięcia przez licznik stanu zerowego. System generacji przerwań zwalnia mikroprocesor z programowego sprawdzania stanów liczników układu CTC. Aby w pełni wykorzystać system przerwań należy zaprogramować CPU do pracy w trybie 2 przyjmowania przerwań (rozkaz IM 2). Układ CTC po otrzymaniu potwierdzenia przyjęcia przerwania wysyła na magistralę danych wektor przerwania, który służy do określenia adresu podprogramu obsługi przerwania.

Format wektora przerwania wysyłanego do CTC jest przedstawiony na rys. 6.

Wektor przerwania jest przesyłany do portu o adresie odpowiadającym kanałowi 0. Bit D0 = 0 odróżnia wektor przerwań od inicjującego pracę kanału słowa sterującego, którego bit



Rys. 6. Wektor przerwań układu Z80 CTC

D0 = 1. Wektor przerwania jest przechowywany w rejestrze wektora przerwań i automatycznie uzupełniany o adres kanału zgłaszającego przerwanie (bity D2 i D1) w momencie przesłania do magistrali danych.

Układ CTC, podobnie jak inne układy serii Z80, można łączyć w łańcuch priorytetu przerwań wykorzystując wejście IEI i wyjście IEO. Układ Z80 CTC realizuje wszystkie funkcje związane z rozstrzyganiem priorytetu przerwań i właściwym powrotem z przerwania. Wewnętrzna struktura układu CTC uwzględnia również łańcuchowy system przerwań: najwyższy priorytet ma kanał O, a najniższy kanał 3. Kanały o niższym priorytecie nie mogą przerywać obsługi przerwań pochodzących od kanałów o wyższym priorytecie.

LITERATURA

[1] Fedyna K., Mizeracki M.: Układy mikroprocesorowe Z80, WKiŁ 1989
[2] Misiurewicz P.: Układy mikroprocesorowe, WNT 1983
[3] Praca zbiorowa: Modułowe systemy mikrokomputerowe, WNT 1984
[4] Zaks R.: Programming the Z80, Melbourne House Publisher 1981
[5] Coffron J.W.: Practical hardware details of 8080, 8085, 6800, Z80, New York, Prentice Hall 1981

□

Dekodery koloru w odbiorczej technice telewizyjnej (3)

Grażyna Wielich
Zbigniew Zawodniak

Dekoder PAL z układem scalonym TDA4510

W ostatnich latach pojawiło się wiele rozwiązań technicznych dekodera PAL, przeznaczonych do wmontowania w odbiornikach TVC SECAM, które przystosowują te odbiorniki do pracy w obu systemach (PAL/SECAM).

Jednym z rozwiązań dekodera PAL zawierającego układ scalony TDA4510 firmy Philips jest dekoder, którego schemat przedstawiono na rys. 3.

Sygnał wideo z wejścia modułu jest doprowadzony do filtru chrominancji. Wydzielony sygnał chrominancji, przez końcówkę 9 układu TDA4510 jest doprowadzony do regulowanego wzmacniacza chrominancji. Jego zadaniem jest takie wzmocnienie sygnału chrominancji, aby amplituda sygnału na wyjściu była stała, niezależna od zmian amplitudy sygnału wejściowego w zakresie 10÷400 mV.

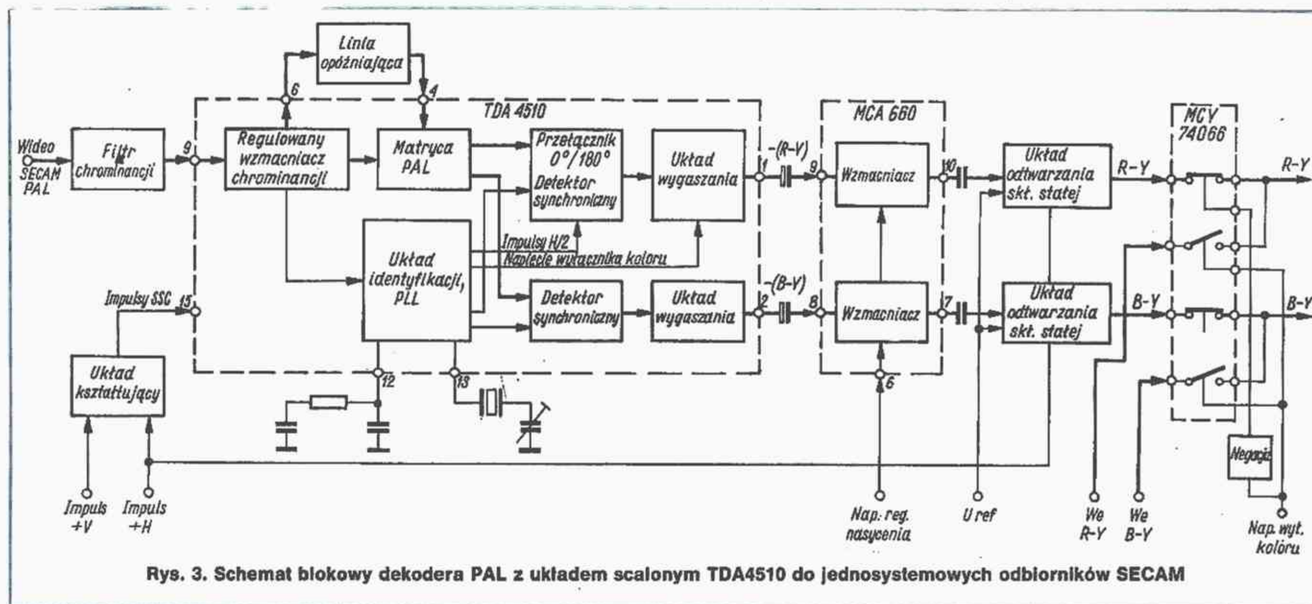
Po wzmacniaczu chrominancji, sygnał dociera do linii opóźniającej o 64 µs. Sygnał opóźniony i bezpośredni są doprowadzane do matrycy PAL, w której przez sumowanie i odejmowanie obu sygnałów z dwu kolejnych linii uzyskuje się rozdzielone sygnały różnicowe R-Y i B-Y, które następnie są doprowadzane do demodulatorów. Sygnał R-Y jest doprowadzany do demodulatora przez przełącznik 0°/180° odwracający jego fazę co drugą linię. Demodulatory sygnałów R-Y i B-Y pracują w układzie detektorów synchronicznych. Sygnały odniesienia dla demodulatorów R-Y i B-Y są wytwarzane w układzie PLL. Elementami tej pętli są:

- detektor fazy,
- filtr reaktancyjny dołączony do końcówki 12,
- generator regulowany napięciem z zewnętrznym rezonatorem kwarcowym dołączonym do końcówki 13,
- dzielnik przez 2.

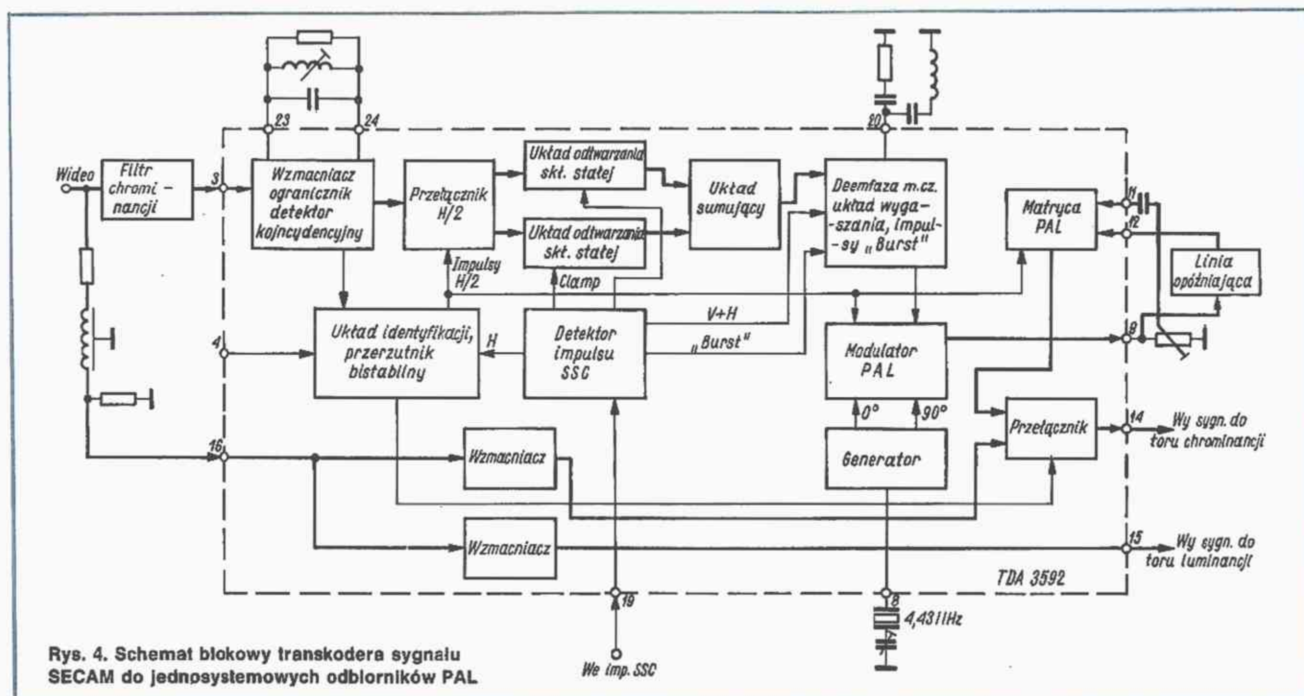
Detektor fazy porównuje fazę impulsów synchronizacji koloru „burst" sygnału wejściowego z fazą sygnału odniesienia dla demodulatora R-Y. Napięcie wyjściowe z detektora fazy jest doprowadzane do układu reaktancyjnego. Napięcie to przestraja generator pracujący na podwojonej częstotliwości podnośnej PAL (8,86 MHz), z zewnętrznym rezonatorem kwarcowym. Przestrajanie generatora odbywa się tak, aby uzyskać zgodność fazy i częstotliwości sygnału odniesienia R-Y z fazą i częstotliwością impulsów synchronizacji koloru „burst". Sygnał odniesienia B-Y pochodzi z drugiego wyjścia dzielnika i jest przesunięty względem sygnału odniesienia R-Y o 90°. Po detekcji następuje wygaszenie sygnałów R-Y i B-Y impulsami wygaszania poziomego i pionowego (U+H) oraz wyłączenie koloru wówczas, gdy sygnały odniesienia dla demodulatorów mają fazę i częstotliwość niezgodną z podnośną w impulsach synchronizacji koloru „burst" wejściowego sygnału chrominancji (np. przy odbiorze sygnału SECAM lub sygnału monochromatycznego). Napięcie wyłączające kolor pochodzi z układu identyfikacji. Podobnie sygnał z częstotliwością H/2 sterujący przełącznikiem fazy 0°/180° w torze R-Y pochodzi z układu identyfikacji. Zdemodulowane i wygaszone sygnały różnicowe -(R-Y) i -(B-Y) pojawiają się na końcówkach 1 i 2.

Do prawidłowej pracy układu TDA4510 jest konieczne doprowadzenie do końcówki 15 impulsu „supersandcastle". Jeżeli w układzie elektrycznym odbiornika telewizyjnego SECAM, z którym omawiany dekoder PAL ma współpracować, nie występują impulsy SSC, powinny one zostać wytworzone z impulsów powrotu H i V w układzie kształtującym.

Dalsze wykorzystanie sygnałów różnicowych z wyjść 1 i 2 układu TDA4510 zależy od szczegółowego rozwiązania toru wizji odbiornika SECAM. Na rys. 3 przedstawiono jedną z możliwości. Sygnały różnicowe z układu TDA4510 są doprowadzane do układu scalonego MCA660. W układzie MCA660 są wykorzystywane dwa wzmacniacze odwracające fazę sygnałów różnicowych. Ich wzmocnienie jest regulowane napięciem doprowadzonym do końcówki 6. Napięcie to jest ustalane potencjometrem „nasycenie" lub jest to stałe napięcie wyrównujące amplitudy sygnałów R-Y i B-Y do wartości sygnałów różnicowych z dekodera SECAM. Z wyjść układu MCA660 sygnały różnicowe R-Y i B-Y są doprowadzane do kluczowych układów odtwarzania składowej stałej, których zadaniem jest ustalenie składowych stałych sygnałów różnicowych R-Y i B-Y takich, jak składowe stałe sygnałów



Rys. 3. Schemat blokowy dekodera PAL z układem scalonym TDA4510 do jednosystemowych odbiorników SECAM



Rys. 4. Schemat blokowy transkodera sygnału SECAM do jednosystemowych odbiorników PAL

różnicowych pochodzących z dekodera SECAM. Układy odtwarzania składowej stałej są kluczowane impulsem powrotu linii H. Napięcie referencyjne U_{ref} odpowiada składowej stałej sygnałów różnicowych SECAM i pochodzi z dekodera SECAM lub jest wytwarzane w układzie dekodera PAL. Do dalszych układów toru wizji sygnały różnicowe R-Y i B-Y z dekodera PAL oraz z dekodera SECAM są kierowane za pomocą kluczy elektronicznych, które są sterowane napięciem wyłącznika koloru (jedna para kluczy a jednocześnie druga para zanegowaną wartością tego napięcia). W ten sposób na wyjściu zespołu kluczy pojawiają się sygnały różnicowe R-Y i B-Y z dekodera PAL lub z dekodera SECAM zgodnie z tym, jaki rodzaj sygnału wejściowego został rozpoznany w układzie identyfikacji. Jako zespół kluczy elektronicznych może być wykorzystany układ scalony MCY74066 (CEMI).

Transkoder sygnału SECAM

Na bazie dekodera PAL można zbudować dekoder PAL/SECAM, w którym sygnał SECAM jest transkodowany na sygnał PAL i następnie dekodowany w dekoderze PAL. Przykładem transkodera sygnału SECAM wykonanego z użyciem układu scalonego TDA3592A firmy Philips, może być transkoder, którego schemat przedstawiono na rys. 4; może być on dołączony do dowolnego typu dekodera PAL.

Wejściowy sygnał wideo jest doprowadzany do filtru, w którym następuje wydzielenie sygnału chrominancji. Filtr chrominancji ma charakterystykę dzwonu wymaganą dla obwodu deemfazy w.cz. SECAM (f_0 = 4,286 MHz, Q = 16). Sygnał chrominancji po filtrze jest doprowadzany do końcówki 3 układu scalonego, następnie do wzmacniacza-ogranicznika i do demodulatora. Demodulowany jest kolejno liniowy sygnał SECAM w jednym demodulatorze z zewnętrznym przesuwnikiem fazy dołączonym do końcówek 23 i 24 i dostrojonym do średniej arytmetycznej z obu częstotliwości podnośnych SECAM. Demodulator ten jest detektorem koincydencyjnym dla sygnału chrominancji i identyfikacji, ale ze względu na określone wyżej dostrojenie oba sygnały charakteryzują się co linię inną wartością składowej stałej.

Zdemodulowany sygnał chrominancji jest doprowadzany do przełącznika H/2, który rozdziela sygnał na dwa sygnały różnicowe R-Y i B-Y. Sygnały te są doprowadzane do układów odtwarzania składowej stałej, gdzie uzyskują taki sam poziom czerni (składową stałą).

Sygnały różnicowe R-Y i B-Y po zsumowaniu tworzą ponownie sygnał kolejnoliniowy, lecz poziomy czerni w kolejnych liniach są już identyczne. Sygnał ten jest doprowadzany do układu deemfazy m.cz., którego elementy są dołączone do końcówki 20. Po układzie deemfazy m.cz. sygnał zostaje wygaszony, w linii i w ramce, a następnie co linię wprowadzone zostają do sygnału impulsy „burst". Sygnał taki jest doprowadzany do modulatora PAL, który moduluje amplitudowo i fazowo dwie nośne o częstotliwości 4,43 MHz i fazie przesuniętej względem siebie o 90°. Nośne są przełączane co linię sygnałem H/2 z układu identyfikacji. Częstotliwości nośne są wytwarzane w generatorze z zewnętrznym rezonatorem kwarcowym pracującym na częstotliwości 4,43 MHz i dołączonym do końcówki 8. Zmodulowany sygnał (końcówka 9 układu scalonego) jest doprowadzany do toru bezpośredniego — dzielnika rezystancyjnego, który ustala amplitudę sygnału, oraz do toru opóźniającego z linią opóźniającą o 64 µs. Sygnał bezpośredni jest doprowadzany do układu scalonego przez końcówkę 11, a opóźniony przez końcówkę 12. Sygnały te są doprowadzane do matrycy PAL. Po sumowaniu i odejmowaniu obu sygnałów z dwu kolejnych linii, na wyjściu matrycy PAL otrzymuje się kompletny sygnał chrominancji PAL. Sygnał ten jest doprowadzany do jednego z wejść przełącznika. DO drugiego wejścia przełącznika jest doprowadzany wzmocniony sygnał wideo z wejścia. W zależności od tego, czy układ identyfikacji wykrywa sygnał SECAM, czy sygnał inny niż SECAM, na wyjściu przełącznika pojawia się transkodowany na PAL sygnał SECAM lub sygnał wideo z wejścia układu scalonego. Ten sam sygnał wideo, po odpowiednim wzmocnieniu, jest doprowadzany do końcówki 15. Jest to sygnał przeznaczony do wykorzystania w torze luminancji odbiornika. Do końcówki 16 sygnał wideo jest doprowadzany przez linię o opóźnieniu wybranym z przedziału 270÷390 ns. Wprowadzenie opóźnienia w torze sygnału wideo jest konieczne, ze względu na opóźnienia jakie wprowadza układ scalony podczas transkodowania sygnału chrominancji. Układ identyfikacji rozpoznaje sygnał SECAM analizując sygnał z demodulatora; tylko

dla sygnału SECAM w zdemodulowanym w ten sposób sygnale chrominancji zmienia się co linię poziom czerni (składowa stała). W układzie identyfikacji następuje porównanie fazy zdemodulowanego sygnału z fazą sygnału H/2 z przerzutnika bistabilnego. Dla identyfikacji po linii porównanie następuje w czasie końcowej części okresu wygaszania poziomego, natomiast dla identyfikacji po ramce porównanie następuje w czasie linii wybierania w okresie wygaszania pionowego. Sposób identyfikacji jest ustalany przez doprowadzenie odpowiedniego napięcia do końcówki 4 układu scalonego. Dla:

— $U_4 < 2{,}9$ V — identyfikacja w ramce;
— $U_4 > 4{,}1$ V — identyfikacja w linii;
— jeżeli do końcówki 4 jest doprowadzony impuls SSC, to następuje identyfikacja po linii i po ramce. Jeżeli nie ma zgodności faz sygnału zdemodulpwanego SECAM i sygnału H/2, to wówczas następuje korekcja fazy sygnału H/2.

Do prawidłowej pracy układu scalonego TDA3592 jest konieczne doprowadzenie do końcówki 19 impulsu SSC. Impuls ten jest doprowadzany do detektora impulsu SSC. W detektorze następuje wydzielenie, a także generacja odpowiednich impulsów, niezbędnych do pracy poszczególnych bloków układu scalonego. Są to:

— impulsy H synchronizujące generator H/2;
— impulsy V+H do wygaszania zdemodulowanego sygnału SECAM;
— impulsy „burst" wprowadzane do transkodowanego sygnału SECAM;
— impulsy „clamp" — impulsy, w czasie których w rozdzielonych torach sygnałów różnicowych następuje odtwarzanie składowych stałych.

Wyjściowy sygnał chrominancji z końcówki 14 może być dekodowany w dowolnym dekoderze sygnału PAL.

W zakończeniu tego przeglądu należy wspomnieć o wielosystemowym dekoderze sygnału chrominancji z układem scalonym TDA4555 (TDA4556); opisano go w „Re" nr 1 i 2/90.

LITERATURA:

[1] Philips: Integrated circuits. Bipolar ICs for video equipment. Part 2. January 1984
[2] Philips: Integrated circuits. Video and associated systems. Bipolar, MOS. Book IC02b. 1986
[3] GZE UNIMOR: Opis konstrukcyjny. Moduł UMD-2010. OK-9705-2200
[4] GZE UNIMOR: Opis konstrukcyjny. Moduł UMD-2011. OK-9705-2400
[5] GZE UNIMOR: Instrukcja serwisowa modułu dekodera PAL, UMD-2014
[6] Gołyga A., Grądzki M.: Dekodery i wzmacniacze wizji. WKŁ, Warszawa 1984
[7] Kurpiewska G., Kurpiewski J.: Podstawy telewizji kolorowej, WKŁ, Warszawa 1971 □

Modyfikacja układu zdalnego przełączania programów w OTV

Adam Borek

W numerze 8/1989 „Re" ukazał się artykuł pt. Zdalne przełączanie programów w odbiorniku TV. W bardzo prosty sposób można poszerzyć możliwości funkcjonalne zaproponowanego układu. Nie rezygnując z podstawowej zalety układu, jaką jest jego prostota, można go za pomocą niewielkiej liczby elementów rozbudować, przystosowując do zdalnego wyłączania odbiornika telewizyjnego. Poprzednie funkcje układu zostają oczywiście zachowane.

Schemat układu, przeznaczonego do pracy z pierwszą wersją układu przełączającego, przedstawiono na rys. 1.

Pierwszy impuls, doprowadzony z odbiornika zdalnego sterowania, powoduje wyzerowanie przerzutnika JK 1/US1. Na wyjściu $\overline{Q}$ tego przerzutnika pojawia się stan wysoki H, powodując włączenie przekaźnika Pk. Sekcje S1 i S2 tego przekaźnika zostają wtedy zwarte, uniezależniając włączenie odbiornika od położenia przełącznika sieciowego. Należy teraz wyłączyć przełącznik sieciowy, odbiornik pozostanie jednak włączony, ponieważ działa przekaźnik Pk. Aby wyłączyć teraz telewizor, bez udziału nadajnika zdalnego sterowania, należy wyłączyć przełącznik sieciowy oraz ręcznie przełączyć program przełącznikiem „Isostat". Aby wyłączyć odbiornik TV za pomocą nadajnika zdalnego sterowania należy dwukrotnie włączyć nadajnik w odstępie czasu nie większym niż 2 sekundy.

Po pojawieniu się impulsu przełączającego na wejściu A, przerzutnik monostabilny, zbudowany z tranzystorami T1 i T2 generuje impuls o czasie trwania wynoszącym około

$$\tau 1 \approx R3\,C2 \ln 2 \approx 0{,}7R3C2 = 0{,}7 \cdot 300\,k\Omega \cdot 10\,\mu K = 2{,}1\,s$$

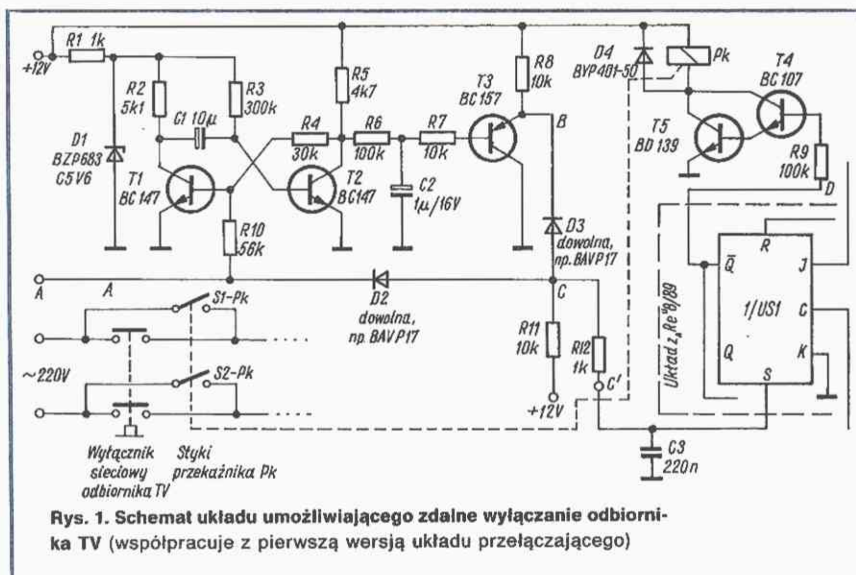
Impuls ten zostaje opóźniony w obwodzie R6, R7, C2, T3 o czas równy

$$\tau 2 \approx - \frac{\beta\,R8\,R6}{\beta\,R8 + R6} \cdot C3 \ln 0{,}06$$

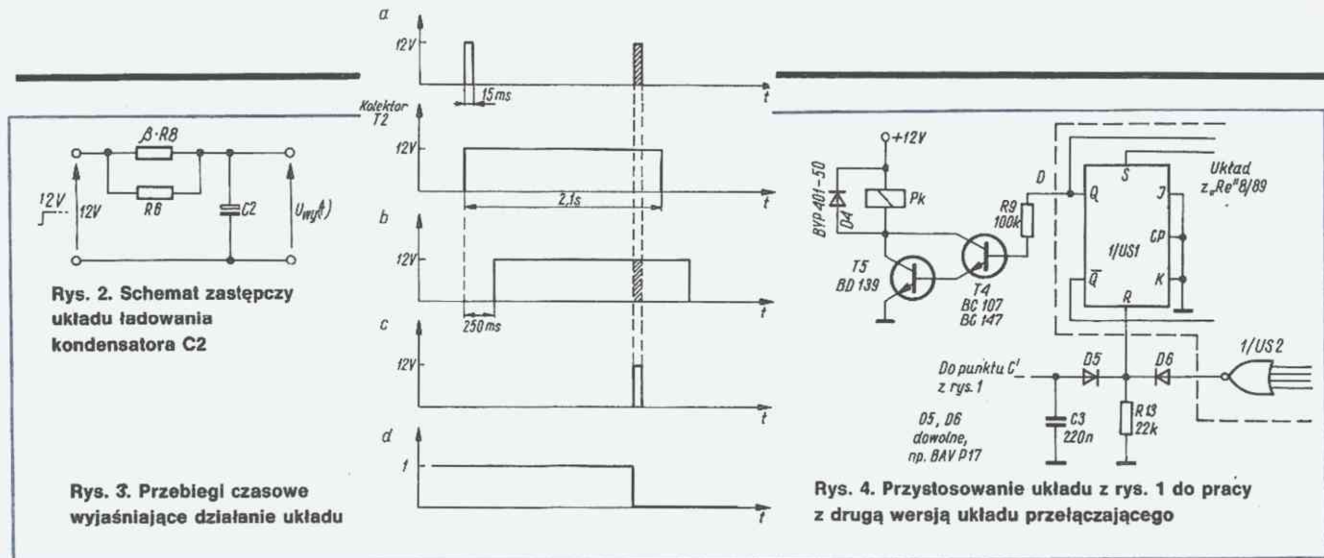
przy czym:

β — współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora T3.

Schemat zastępczy układu ładowania kondensatora C2 przedstawiono na rys. 2.



Rys. 1. Schemat układu umożliwiającego zdalne wyłączanie odbiornika TV (współpracuje z pierwszą wersją układu przełączającego)


Rys. 2. Schemat zastępczy układu ładowania kondensatora C2

Rys. 3. Przebiegi czasowe wyjaśniające działanie układu

Rys. 4. Przystosowanie układu z rys. 1 do pracy z drugą wersją układu przełączającego

Napięcie $U_{wy}(t) = 12\ V\ (1-e^{-\frac{t}{T}})$. Czas narastania napięcia $U_{wy}(t)$ od wartości 0 V do wartości (12–0,7) V wynosi T · ln 0,06. Przy elementach, jak na rys. 1, czas ten wynosi około 250 ms.
Jeśli na wejściu A przed upływem 2 s od pierwszego impulsu pojawi się drugi impuls, to w punkcie C (rys. 1) na czas trwania drugiego impulsu pojawi się stan H. Impuls ten na wyjściu $\overline{Q}$ przerzutnika 1/US1 ustawi stan niski L, wskutek czego przekaźnik Pk zostanie wyłączony i telewizor zostanie wyłączony. Tranzystor T1 jest zasilany napięciem niższym niż reszta układu. Wynika to stąd, że napięcie U_{BE} tranzystora T2 nie powinno spadać poniżej $U_{BE\,min} = -5$ V.
Przebiegi napięcia w charakterystycznych punktach układu przedstawiono na rys. 3.
Aby umożliwić współpracę zaproponowanego na rys. 1 układu z drugą wersją układu przełączającego (rys. 5 w nrze 8/1989 „Re") należy:
— pkt D zamiast do wyjścia $\overline{Q}$ przerzutnika 1/US1 dołączyć do wyjścia Q tego przerzutnika
— pkt C' zamiast do wejścia S przerzutnika 1/US1 dołączyć jak na rys. 4.

Od Redakcji

Na rysunkach w artykule z nru 8/1989 „Re" wkradły się błędy, które prosimy poprawić.
Na rys. 1 wyjściem układu scalonego jest wyprowadzenie 3.
W wersji I układu przełączającego (rys. 4) napięcie +12 V z programatora trzeba zablokować do masy kondensatorem C1 = 330 pF. Diody D1 i D2 — BAVP17 lub BYP401.
W wersji II układu przełączającego (rys. 5) nie powinno być zwarcia +33 V na masę. Napięcie U_{war} jest doprowadzone do wspólnego punktu R17–R18–emiter tranzystora T10 (na rys. 5 brak kropki oznaczającej połączenie tych elementów).

LITERATURA

[1] Zdalne przełączanie programów w odbiorniku TV — „Radioelektronik" 8/1989 r.
[2] U. Tietze, H. Schenk: Układy półprzewodnikowe □

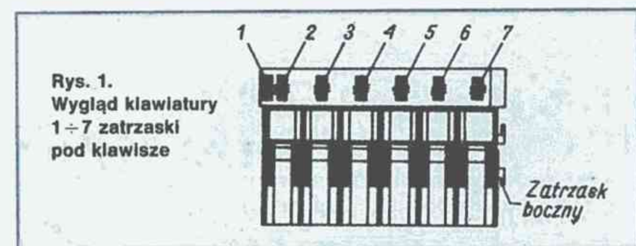
klub młodych elektroników

Modyfikacja organów wielofunkcyjnych

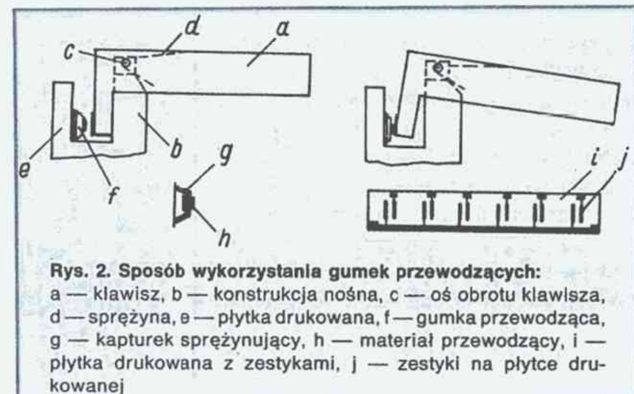
Grzegorz Zimak

Nie ma takiej rzeczy, której nie dałoby się ulepszyć. Nawet tak prostej, jak wielofunkcyjne organki opisane w numerze 3/1988 „Re".

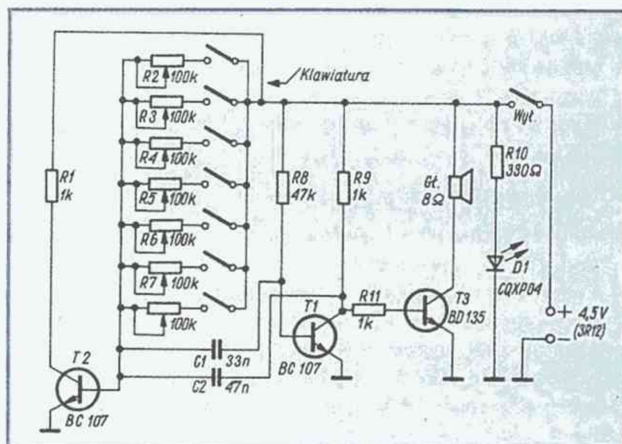
Opisane przez p. Antoniego Białoszewskiego w nrze 3/1988 „Re" organki wielofunkcyjne mają pewne wady, które usunąłem w swojej wersji tej konstrukcji.
W celu wyeliminowania konieczności dobierania dokładnych wartości rezystorów stałych zastosowałem w miejsce rezystorów R2÷R8 potencjometry paskowe 100 kΩ produkcji Telpod, które stosunkowo dokładnie dają się regulować prze pokręcanie osią ze ślimakiem. Potencjometry te są dość łatwo dostępne w handlu. Ze względu na inne rozwiązanie klawiatury, o czym dalej, zastosowałem ich 7 sztuk.
Druga zmiana dotyczy klawiatury. Mało osób ma dostęp do blachy fosforobrązowej, która jest wprawdzie doskonała na wszelkie zestyki sprężynujące, ale też bardzo trudna do



Rys. 1. Wygląd klawiatury 1÷7 zatrzaski pod klawisze



Rys. 2. Sposób wykorzystania gumek przewodzących: a — klawisz, b — konstrukcja nośna, c — oś obrotu klawisza, d — sprężyna, e — płytka drukowana, f — gumka przewodząca, g — kapturek sprężynujący, h — materiał przewodzący, i — płytka drukowana z zestykami, j — zestyki na płytce drukowanej



zdobycia. Zamiast niej proponuję zakupienie w sklepach Centralnej Składnicy Harcerskiej gotowej klawiatury do sterowania kolejki elektrycznej (rys. 1). Inny sposób, to przystosowanie do tego celu klawiatury od uszkodzonego instrumentu muzycznego „Melodia"; można też wykorzystać gumki przewodzące, np. od zepsutego kalkulatora (rys. 2).
W moim układzie zastosowałem klawiaturę od kolejki, która choć trochę mała, jest znacznie wygodniejsza od blaszanych pasków. Zmodyfikowany układ (rys. 3) działa niezawodnie. (Zamiast drogich tranzystorów BC107 można użyć tańszych typów w obudowach plastykowych, np. BC238 lub BC148. Przyp. Red.). □

Rys. 3. Schemat wielofunkcyjnych organków po modyfikacji

podzespoły elektroniczne



Kondensatory ceramiczne (1)

Maria Niedzielska

Trochę dokładniej o kondensatorach ceramicznych, chyba najmniej znanych wśród popularnych kondensatorów. Wyjaśnienie parametrów i oznaczeń, zastosowania, i co to jest „kondensator typu 3"... i inne informacje nie najczęściej docierające do szerszych kręgów.

Kondensator jest dwójnikiem biernym, tzn., że doprowadzona do niego energia jest dodatnia lub równa zeru. Składa się on co najmniej z dwóch przewodników stanowiących elektrody (okładziny) rozdzielonych na całej powierzchni warstwą dielektryka. Pod względem funkcjonalnym kondensator jest elementem obwodu elektrycznego służącym do gromadzenia ładunków elektrycznych (energii).

Właściwości kondensatorów

Ładunek dodatni skupia się na jednej z dwóch elektrod określanej jako dodatnia i jest równy co do bezwzględnej wartości ładunkowi ujemnemu zgromadzonemu na drugiej elektrodzie. Stosunek ładunku Q przeniesionego z jednej okładziny na drugą do napięcia U między elektrodami jest wielkością stałą, charakteryzującą dany kondensator i nazywa się pojemnością elektryczną kondensatora

$$C = \frac{Q}{U} = \text{const.}$$

Pojemność elektryczna określonego kondensatora jest więc wartością stałą i można ją obliczyć ze wzoru

$$C = \frac{\varepsilon S}{d}$$

przy czym:
ε — bezwzględna przenikalność elektryczna,
S — powierzchnia elektrod w m²
D — odległość między okładzinami w m.

Jak widać ze wzoru, pojemność kondensatora rośnie ze wzrostem powierzchni jego okładzin i ze zmniejszeniem odległości między nimi. Zależy ona również od stałej dielektrycznej (przenikalności elektrycznej) materiału o właściwościach dielektrycznych (dielektryka) znajdującego się między okładzinami. Pojemność kondensatora jest jego podstawową wielkością i wyrażana jest w faradach (F). Kondensator ma pojemność równą 1 F, gdy otrzymany ładunek równy 1 coulombowi (C) po przyłożeniu napięcia 1 V. Praktycznie wartości pojemności waraża się w μF (10^{-6} F), w nF (10^{-9} F) i pF (10^{-12} F). Rozróżnia się pojemność znamionową i rzeczywistą. Pojemność znamionowa jest to pojemność, na którą kondensator został wykonany i oznaczony. Pojemność rzeczywista jest to wielkość, którą kondensator wykazuje w określonych warunkach pomiarowych.

Tolerancja pojemności jest wielkością, która wskazuje, jakie może być największe dopuszczalne odchylenie od jego wartości znamionowej i wyraża się w procentach ze znakiem plus i minus, jak również — w przypadku małych pojemności — w pF. Bardzo ważnym parametrem kondensatora jest jego wytrzymałość elektryczna, która wiąże się z napięciem doprowadzanym do jego elektrod. Rozróżnia się trzy podstawowe rodzaje napięć charakterystycznych dla kondensatorów, a mianowicie:

1. napięcie znamionowe, które jest największe, jakie może być doprowadzone do zacisków w sposób ciągły w określonej temperaturze otoczenia; doprowadzane napięcie może być sumą napięcia stałego i wartości maksymalnej (amplitudy) składowej zmiennej, temperatura otoczenia może być na ogół dowolna;
2. napięcie próby jest to maksymalna wartość napięcia prądu stałego lub skutecznej wartości napięcie przemiennego, które doprowadzane w określonym czasie (najwyżej 1 min) do wyprowadzeń kondensatora lub między wyprowadzenia a obudową nie powoduje uszkodzeń kondensatora;
3. napięcie przebicia, które jest najniższym napięciem, po przyłożeniu którego kondensator ulega natychmiastowemu przebiciu. Napięcie to stanowi podstawę do ustalenia napięcia znamionowego przez obniżenie go i skorygowanie odpowiednim współczynnikiem bezpieczeństwa.

Rezystancja izolacji R_{iz} określa stosunek napięcia stałego doprowadzonego do zacisków (końcówek albo wyprowadzeń) kondensatora do natężenia prądu płynącego przez kondensator w ściśle określonym czasie i temperaturze otoczenia 20°C. Rezystancja izolacji kondensatora jest więc funkcją prądu płynącego przez dielektryk, czyli tzw. prądu upływu. Zależy ona od pojemności kondensatora i od dielektryka, a wyraża się wzorem:

$$R_{iz} = \frac{U}{i_{upł}} \cdot \frac{1}{G_{iz}}$$

przy czym:
U — napięcie doprowadzone do kondensatora,
$i_{upł}$ — prąd upływu,
G_{iz} — przewodność izolacji.

Prąd upływu jest to prąd, płynący przez kondensator po upływie jednej minuty od chwili doprowadzenia do zacisków kondensatora napięcia stałego równego wartości znamionowej. Stała czasu kondensatora jest to iloczyn rezystancji izolacji R_{iz} i pojemności kondensatora C, określający czas, w ciągu którego napięcie na kondensatorze, wskutek wyładowania przez rezystancję izolacji zmaleje do wartości 1/e, tj. do 36,8% wartości początkowej. Oblicza się ją wg wzoru:

$$\tau = RC[M\Omega \cdot \mu F \text{ lub s}].$$

Współczynnik strat (δ) lub tangens kąta stratności określa stosunek mocy czynnej do biernej kondensatora przy określonej częstotliwości napięcia przemiennego doprowadzonego do kondensatora. Odwrotność współczynnika strat nazywa się dobrocią

$$Q = \frac{1}{tg\delta}.$$

Współczynnik mocy kondensatora jest miarą strat energii i wyraża się stosunkiem mocy traconej w kondensatorze do iloczynu doprowadzonego do niego napięcia i płynącego przez niego prądu. Ten współczynnik jest równy sinusowi kąta strat i wyraża się wzorem:

$$\cos\varphi = \sin\delta = \frac{P}{UI}$$

W zależności od konstrukcji kondensatory dzielimy na stałe i zmienne, a ze względu na rodzaj użytego dielektryka — na próżniowe, z dielektrykiem ciekłym, z dielektrykiem twardym nieorganicznym (szklane, mikowe, ceramiczne), z dielektrykiem organicznym (papierowe, styrofleksowe) oraz elektrolityczne. Przedmiotem artykułu będą kondensatory ceramiczne stałe (z wyjątkiem wysokonapięciowych), a przede wszystkim kondensatory monolityczne ze względu na ich przyszłościowy charakter, związany z rozwojem i rosnącym zastosowaniem układów VLSI i montażu powierzchniowego.

Dielektryki ceramiczne

Podstawowym elementem kondensatora jest użyty w nim dielektryk. Od jego właściwości zależą prawie wszystkie parametry kondensatorów.

Wyjaśnienie właściwości dielektryków ceramicznych może być dokonane na podstawie jego struktury atomowej.

Tworzywa (materiały) ceramiczne należą do ciał stałych polikrystalicznych wytwarzanych drogą spiekania i reakcji w fazie stałej. Stanowią one układ wielofazowy (obejmujący fazę: stałą, szklistą i gazową). Przewaga udziału fazy stałej daje budowę złożoną ze zbioru dużej liczby bardzo małych kryształów (ziaren) zorientowanych przypadkowo i nie mających regularnego pokroju zewnętrznego. Faza szklista (substancja szklista między ziarnami) powstaje w wyniku dodawania, w trakcie procesu wytwarzania, niewielkiego procentu środków ułatwiających spiekanie. W czasie wytwarzania tworzywa występuje również faza gazowa, w wyniku której powstają pory. Dzięki tej swoistej budowie ceramiki o jej właściwościach decyduje nie tylko budowa ziaren, ale również budowa warstw przypowierzchniowych.

Właściwości dielektryków

W dielektrykach nie występuje swobodny ruch elektronów ani jonów, nie przewodzą więc one prądu, ale są podatne na polaryzację pod wpływem działania pola elektrycznego.

Podczas polaryzacji nie zachodzi wymiana ładunku między dielektrykiem a elektrodami. Stąd wniosek, że proces polaryzacji nie zależy od materiału elektrod. Polaryzacji zwykle towarzyszy ektrostrykcja. Występowanie polaryzacji można stwierdzić na podstawie zmiany pojemności kondensatora przy zmianie w nim rodzaju dielektryka. Jako dielektryk odniesienia przyjmuje się próżnię, a więc jeżeli między okładzinami mamy próżnię, a potem jej miejsce zastąpimy innym dielektrykiem, to początkowa pojemność C_0 (dla próżniowego dielektryka) wzrasta do wartości C (dla innego dielektryka). Stosunek tych pojemności $C/C_0 = \varepsilon_0$ określa względną stałą dielektryczną (przenikalność elektryczna, która wykazuje ile razy pojemność z danym dielektrykiem jest większa od pojemności takiego samego kondensatora próżniowego).

Polaryzacja

W dielektrykach występują różne rodzaje mechanizmów polaryzacji, z których ważniejsze zostaną krótko omówione.

W dielektrykach stałych, do których należą materiały ceramiczne, występuje polaryzacja elektronowa, która powoduje zniekształcenie powłoki elektronowej zewnętrznej atomu (w wyniku przesunięcia chmury elektronów względem jąder w atomach lub jonach znajdujących się w polu elektrycznym).

W dielektrykach ceramicznych polaryzacji elektronowej towarzyszy zawsze co najmniej jeszcze jeden rodzaj polaryzacji, wywołanej obecnością pola elektrycznego odpowiedniej częstotliwości, o odmiennym mechanizmie, np. polaryzacja jonowa.

W tym wypadku, w kryształach jonowych, jony tworzące siatkę krystaliczną ulegają pod wpływem przyłożonego pola elektrycznego odchyleniu z położenia równowagi na odległość mniejszą, niż odległość między sąsiednimi jonami. W wyniku zjawiska nakładania się dwóch rodzajów polaryzacji może nastąpić zmniejszenie wartości stałej dielektrycznej ze wzrostem temperatury. Duże znaczenie w praktyce mają te dielektryki, w których następuje kompensacja wzajemnych zmian wywołanych polaryzacją elektronową i jonową (np. tytaniany cyrkonu, spieki tytanianów magnezu i wapnia), stosowane do wytwarzania kondensatorów wysokostabilnych.

Innym rodzajem polaryzacji jest tzw. polaryzacja relaksacyjna, która występuje przy częstotliwościach mniejszych od mikrofalowych. Towarzyszy ona zawsze dwóm wyżej wymienionym mechanizmom, tak, że występują wszystkie trzy razem, ale ze wzrostem częstotliwości kolejno zanikają, zgodnie z charakterystycznym dla nich czasem ustalania.

Szczególnie interesującym rodzajem polaryzacji jest polaryzacja spontaniczna, która występuje w dielektrykach o właściwościach ferroelektrycznych. W tych dielektrykach istnieją obszary o jednakowo spolaryzowanych cząstkach zwane domenami, które mogą istnieć w nieobecności zewnętrznego pola elektrycznego. Te nieuporządkowane domeny wskutek działania zewnętrznego pola elektrycznego ulegają orientacji w kierunku tego pola; wówczas pojawia się polaryzacja spontaniczna powodująca bardzo duży wzrost przenikalności elektrycznej. Polaryzacja dielektryka o właściwościach ferroelektrycznych nie zależy liniowo od przyłożonego natężenia pola, stąd nazwa dielektryki nieliniowe.

Stan ferroelektryczny dielektryka istnieje tylko do pewnej temperatury. Powyżej tej temperatury zwanej temperaturą Curie dielektryki tracą stopniowo właściwości ferroelektryczne. W pobliżu temperatury Curie gwałtownie rośnie przenikalność elektryczna dielektryka ceramicznego. Wszystkie dielektryki w procesie polaryzacji wykazują duże straty.

Współczynnik stratności tgδ i współczynnik mocy cos φ określają straty, jakie występują w dielektryku, a są spowodowane opóźnieniem czasu przepływu prądu ładowania w stosunku do przyłożonego napięcia przemiennego do okładzin kondensatora. W idealnym kondensatorze „bezstratnym" przesunięcie między napięciem i prądem wynosi 90°. W rzeczywistych dielektrykach kąt fazy różni się wartością od 90°, co jest wynikiem prądu upływu jak również niedoskonałości mechanizmów polaryzacji, które wykazują silną zależność od różnych czynników, np. częstotliwości pola elektrycznego. Powoduje to, że kondensator nie jest zdolny do wyładowania całej

energii zgromadzonej w cyklu ładowania. Straty powstałe wskutek opóźnienia polaryzacji często określa się jako straty relaksacji, objawiające się w postaci ciepła i przesunięcia fazy różnego od 90°. Współczynnik rozproszenia jest to tangens kąta, o który opóźnia się prąd w stosunku do wektora napięcia. Oprócz wytrzymałości elektrycznej stałej dielektrycznej i strat bardzo ważnym parametrem jest rezystancja izolacji. Rezystancja izolacji jest miarą zdolności naładowanego kondensatora do przeciwstawienia się prądowi upływu. Zmiana wartości R_{iz} może być spowodowana:

- zmianą rezystywności powierzchniowej wskutek np. zawilgocenia albo innymi pochłaniającymi zanieczyszczeniami,
- zmianą objętości dielektryka spowodowaną zmianami wewnętrznymi (materiału) i zewnętrznymi (budowa kondensatora).

Przewodność własna w dielektrykach ceramicznych jest wynikiem obecności nośników ładunków jonowych, które poruszają się wskutek defektów siatki atomowej. Jony te przemieszczają się z jednej pozycji atomu między węzłami do drugiej pod wpływem pola elektrycznego, powodując powstanie stałego prądu upływu. Ruchliwość ładunków wzrasta wraz z temperaturą, tak więc wszystkie dielektryki wykazują znaczne zmniejszenie R_{iz} przy pomiarach w temperaturach bliskich 125°C.

Podział kondensatorów ceramicznych

Kondensatory ceramiczne dzielą się ze względu na właściwości zastosowanych w nich dielektryków, a szczególnie na wartość ich przenikalności elektrycznej i stabilność temperaturową pojemności, na trzy grupy:

typ 1 — ε do 500
typ 2 — ε od 500 do 10 000
typ 3 — ε powyżej 10 000

Z tego podziału wynikają funkcje, jakie poszczególne typy kondensatorów mogą spełniać w układach elektronicznych.

Kondensatory typu 1, w których stosuje się najczęściej dielektryki ceramiczne oparte na $MgTiO_3$, $SrZnO_3$, TiO_2, $SrTiO_3$ odpowiednio modyfikowane, charakteryzują się dużą stabilnością pojemności, małymi i liniowymi zmianami pojemności w zależności od temperatury. Można im przypisać odpowiedn' temperaturowy współczynnik pojemności (TWP) i nie wykazują zmian pojemności w funkcji przyłożonego napięcia. Niedostatkiem ich jest stosunkowo mała pojemność.

Podstawową cechą tych kondensatorów jest TWP, który może przyjmować wartości dodatnie i ujemne przez odpowiednią modyfikację składu tworzywa ceramicznego (od $+120 \cdot 16^{6}$) (1°C do około $-5600 \cdot 10^{-6}$/1°C).

Obecnie produkuje się elementy pojemnościowe oparte na szerokiej gamie dielektryków ceramicznych typu 1, o różnych wartościach i znakach TWP, a mianowicie: P120, P100, P33, NP0, N47, N75, N150, N220, N330, N470, N750, N1500 (w produkcji krajowej) oraz tworzywa N3300, N4700 i N5600 (są to tworzywa z pogranicza typu 1 i 2). Uwaga: litera P oznacza znak dodatni, N — ujemny, a cyfra za literą oznacza wartość TWP.

Współczynnik temperatury kondensatora nie zależy wyłącznie od właściwości dielektryka ale również — w przypadku dodatniego TWP — od jego własnej pojemności rozproszonej. Pojemności wnoszone wynikają z konstrukcji kondensatora i są większe od kondensatorów małej pojemności o mniejszej wartości ujemnej TWP, niż dla kondensatorów o dużej wartości ujemnej TWP. Efekt ten jest szczególnie widoczny w wypadku kondensatorów lakierowanych.

Kondensatory typu 1 są stosowane szczególnie w obwodach rezonansowych, układach do generacji drgań, układach kompensacyjnych, filtrach — wszędzie tam, gdzie jest wymagana duża stabilność pojemności, małe straty i duża niezawodność, a nie ma znaczenia duża wartość pojemności na jednostkę objętości.

Wartość TWP jest bardzo ważna, szczególnie przy projektowaniu obwodów rezonansowych, dla których podstawowym wymaganiem jest wysoka stabilność częstotliwości. Ponieważ jednym z elementów obwodu jest indukcyjność, bardzo ważny jest dobór odpowiedniego elementu pojemnościowego, aby uzyskać, w zakresie temperatur pracy układu, wartość zmian współczynnika temperaturowego częstotliwości, zbliżoną do zera. Należy podkreślić, że w układach elektronicznych wszystkie elementy obwodu poza pojemnościowym mają dodatnie współczynniki temperatury, z czego wynika konieczność stosowania kondensatorów z ujemnym współczynnikiem temperatury. Dzięki ujemnym i dodatnim wartościom TWP, kondensatory te mogą pracować w układach również jako elementy kompensacyjne. W tym wypadku najkorzystniej stosować kondensatory z tolerancją 1%.

Wprowadzając kondensator do obwodu rezonansowego należy zwracać uwagę na inne jego parametry wpływające na charakterystykę częstotliwości. W rzeczywistych warunkach pracy obwodu rezonansowego jego elementy mogą wnosić dodatkowe pojemności pasożytnicze, np. pojemności montażu. Dla osłabienia wpływu pojemności pasożytniczych na częstotliwość drgań, pojemność kondensatora obwodu powinna być kilka razy większa od pojemności montażu i obciążenia, np. wejścia tranzystora. Jeśli pojemność obwodu obciążenia jest odpowiednio mała, to minimalna wielkość pojemności obwodu rezonansowego jest ograniczona tylko pojemnością montażu i specyfiką konstrukcji kondensatorów. Dla zwiększenia stabilności obwodów w.cz. należy stosować kondensatory o pojemności $10 \div 200$ pF i TWP w granicach w wąskich granicach. Dla tego celu stosuje się zwykle kondensatory o pojemności $10 \div 200$ pF i TWP w granicach $\pm 100 \cdot 10^{-6}$/°C. Szczególnie korzystna jest wartość TWP = $= 30 \cdot 10^{-6}$/°C, która kompensuje współczynniki temperatury cewki i pojemności rozproszonej obwodu.

Kondensatory ceramiczne typu 2 mają dielektryk ceramiczny ferroelektryczny charakteryzujący się wysoką stałą dielektryczną, ale nie spełniają one wymagań na odpowiednio dużą stabilność czasową pojemności (wykazują silne zjawisko starzenia). Kondensatory wytwarzane z dielektryków typu 2 mają dużą pojemność na jednostkę objętości, ale również szeroką tolerancję pojemności.

Zachowanie się kondensatorów z dielektrykami typu 2, a zwłaszcza zmiana ich stałej dielektrycznej w funkcji temperatury, tłumaczy się właściwościami ferroelektrycznymi, które wynikają ze zmian zachodzących w ich strukturze w zależności od różnych czynników.

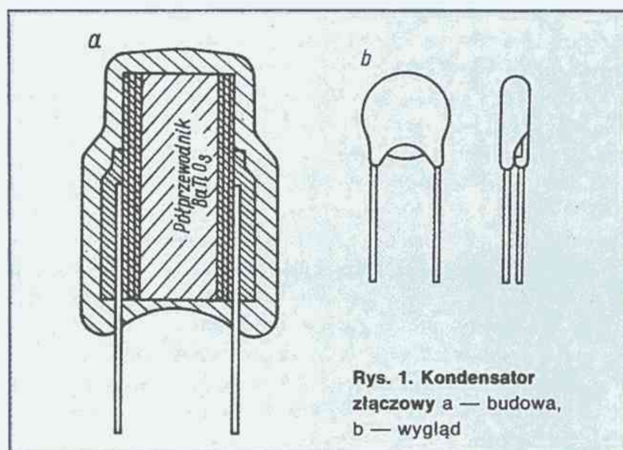
Współczynniki temperatury tego typu dielektryków nie są określone, ale istnieją określone granice zmian w zakresie rozważanych temperatur pracy. Jak już wcześniej wspomniano, w temperaturze Curie zachodzi tu przemiana struktury w niepolarną, co objawia się m.in. wzrostem stałej dielektrycznej. Wielkość tej stałej zależy jednak nie tylko od temperatury, ale również od natężenia pola elektrycznego.

Dopuszczalną zmianę pojemności w znamionowym zakresie temperatury pracy kondensatora określa się w procentach, licząc od wartości odpowiadającej temperaturze 20°C. Zależnie od dopuszczalnych odchyleń kondensator kwalifikuje się do typu 2A, 2B, 2C, 2E lub 2F. W Polsce produkowane są kondensatory typu od 2B do 2F, z zakresem temperatury pracy od −25°C do +85°C.

Dla producentów i użytkowników kondensatorów ceramicznych typu 2 bardzo istotne są zależności starzeniowe, przy

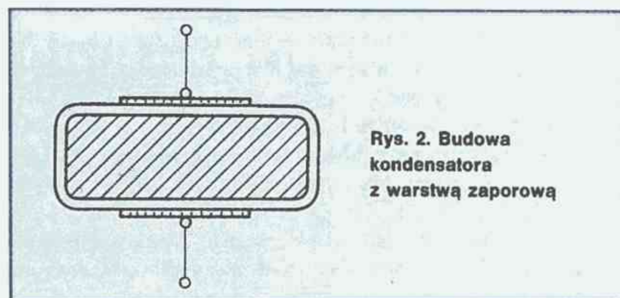
czym należy brać pod uwagę, że inaczej przebiega starzenie w warunkach składowania, a inaczej w warunkach pracy, ponieważ na starzenie silnie wpływa temperatura i obciążenie elektryczne. Kondensatory tego typu używa się przede wszystkim jako elementy sprzęgające, filtrujące, przeciwzakłóceniowe i impulsowe. Mogą również pracować w dyskryminatorach częstotliwości, gdzie wartość Q nie jest krytyczna. Używa się je wszędzie tam, gdzie nie jest krytyczna stałość pojemności w funkcji czasu i napięcia, a wymagana jest duża pojemność na jednostkę objętości.

Kondensatory ceramiczne typu 3 (półprzewodnikowe) są kondensatorami, których budowa i efekt pojemnościowy wynika z półprzewodnikowych własności, np. tytanianów, szczególnie tytanianu baru i strontu oraz ich roztworów stałych. Ceramikę, np. tytanianową wykazującą właściwości izolatora można przez odpowiednie domieszkowanie lub redukcję w trakcie obróbki termicznej zmienić w materiał półprzewodnikowy typu n. Wykorzystując ten efekt uzyskuje się bardzo tanie kondensatory o dużej pojemności.
Mechanizm powstawania struktury wytwarzanych kondensatorów, a również sposoby ich otrzymywania znacznie różnią się między sobą. Na podstawie tych różnic, kondensatory półprzewodnikowe dzielą się na: kondensatory złączowe, kondensatory z warstwą zaporową oraz kondensatory z warstwą graniczną. W kondensatorach złączowych mechanizm pojemnościowy jest związany z efektami występującymi na styku metalu z półprzewodnikiem (np. $BaTiO_3$). Osiąga się tu pojemności do 0,5 µF/cm². Główną wadą jest tu mała rezystancja izolacji (rzędu kilku tysięcy Ω na cm²), co w zasadniczy sposób ogranicza ich użyteczność. Praktycznie stosuje się te kondensatory tylko w postaci zmodyfikowanej stosując technologie, umożliwiające wykorzystanie efektu pojemnościowego złącza metal–półprzewodnik przy jednoczesnym zwiększeniu rezystancji izolacji do wartości rzędu megaomów na cm². Przykładem takiej technologii mogą być kondensatory firmy Nichicon o pojemnościach od 0,05 do 0,7 µF/cm² i rezystancji izolacji w zakresie od 10^6 do 10^8 Ω/cm². Schemat struktury tego kondensatora oraz jego widok przedstawiono na rys. 1. Warstwy 1, 1' są warstwami powstałymi wskutek dyfuzji srebra, miedzi i ołowiu do ceramiki $BaTiO_3$. Warstwy 2, 2' oraz 3, 3' to odpowiednio tlenek miedzi i warstwy przewodzące srebrne. Parametry: C = 0,5 µF/cm², $R_{iz} = 10^6$ Ω/cm², tgδ przy 1 kHz = 5%.

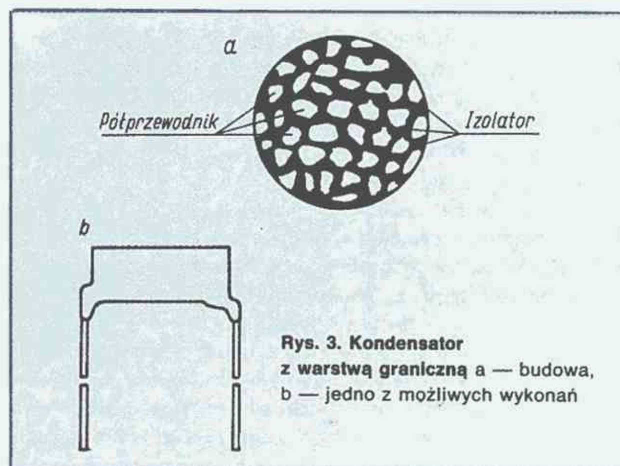


Rys. 1. Kondensator złączowy a — budowa, b — wygląd

Kondensatory z warstwą zaporową mają najprostszą konstrukcję wśród kondensatorów półprzewodnikowych. W tym przypadku, np. ceramika tytanianowa dzięki nieskomplikowanej obróbce cieplnej jest wykorzystywana częściowo jako cienka warstwa dielektryczna (pojemnościowa), a częściowo jako warstwa nośna i materiał przewodzący. Warstwę dielektryczną uzyskuje się przez przywrócenie własności izolacyjnej powierzchniowej warstwie ceramiki o własnościach półprzewodnikowych. Na rys. 2 przedstawiono przekrój takiego kondensatora.


Rys. 2. Budowa kondensatora z warstwą zaporową

Kondensatory z warstwą graniczną mają znacznie lepsze parametry dzięki wprowadzeniu odpowiednich procesów technologicznych, w wyniku których uzyskuje się warstwy izolacyjne tylko na granicy ziaren przy jednoczesnym zachowaniu własności półprzewodnikowych wewnętrznych części krystalitów. Jest to nowy materiał dielektryczny, którego strukturę przedstawiono na rys. 3.
Obecnie większość produkowanych kondensatorów półprzewodnikowych należy do grupy kondensatorów z warstwą graniczną, natomiast firma TDK (Japonia) przede wszystkim produkuje kondensatory z warstwą zaporową (kondensatory dyskowe do układów tranzystorowych na niskie napięcie pracy, nie większe niż 50, 60 V, jako kondensatory sprzęgające ze względu na duże straty, które ograniczają ich zastosowanie). Zaletami tych kondensatorów są taniość i duża pojemność.



Rys. 3. Kondensator z warstwą graniczną a — budowa, b — jedno z możliwych wykonań

Kondensatory z dielektrykiem typu szkło–ceramika są to układy oparte na bazie stopionych szkieł, krystalizujących pod wpływem temperatury i ciśnienia, a następnie częściowo przekształcających się w ceramikę. Tworzywa tego typu można również otrzymywać przez mieszanie podstawowych tworzyw typu 1 lub 2 z odpowiednim szkłem lub emalią szklaną.
Kondensatoy z tego typu dielektrykiem charakteryzują się dużą stabilnością parametrów funkcji temperatury i czasu, a szczególnie rezystancji izolacji, poza tym są odporne na wilgoć. Ze względu na dużą wytrzymałość elektryczną dielektryka szkło–ceramika można uzyskiwać kondensatory o odpowiednio małej grubości warstwy, co szczególnie jest korzystne przy produkcji kondensatorów monolitycznych. Kondensatory tego typu nie są szeroko stosowane. □

Cd. w następnym numerze

Stereofoniczny Zestaw muzyczny MIDI 055S

Aleksander Kazimierski
Ireneusz Wagnerowski

Magnetofon MDS-456

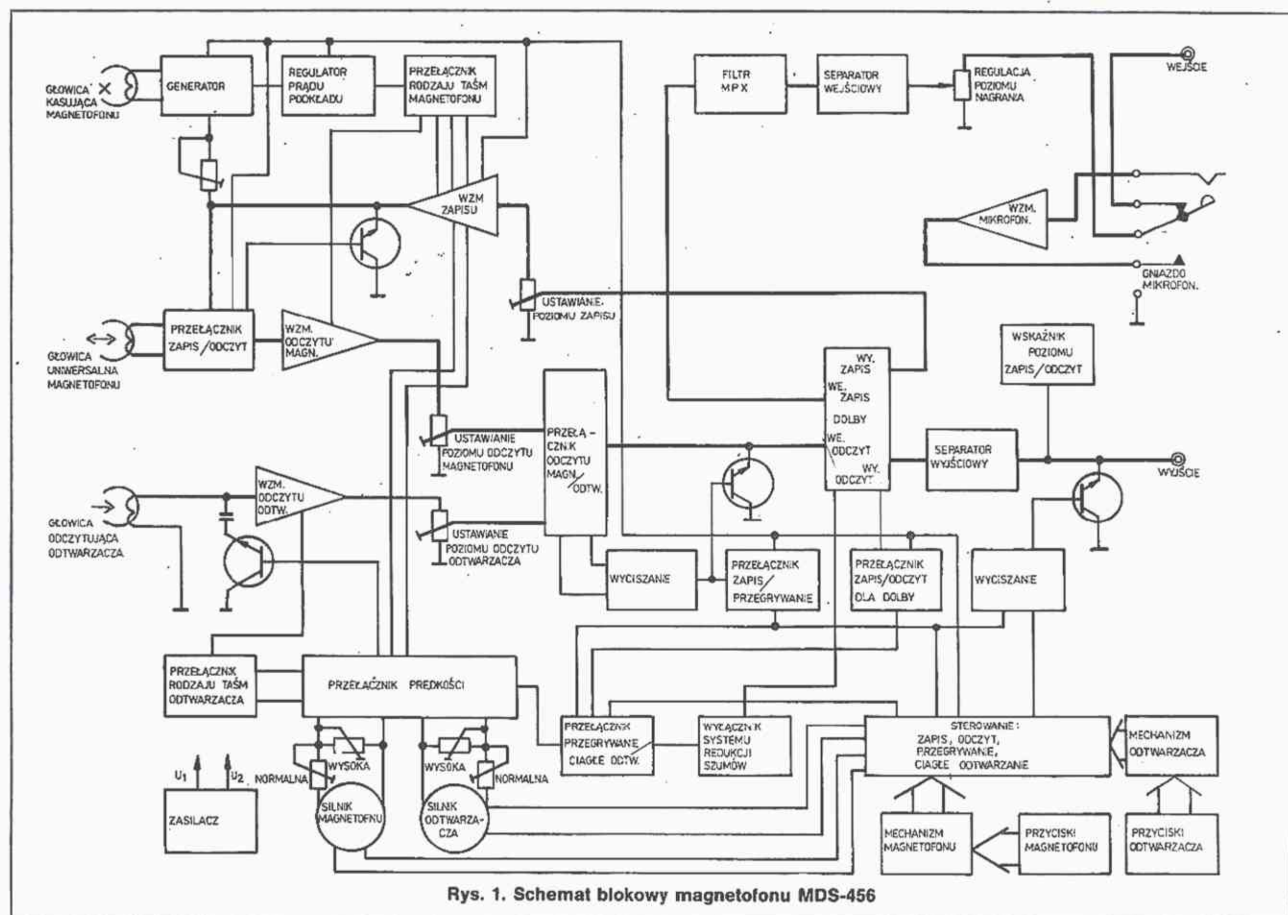
Magnetofon MDS-456 (w wersji eksportowej MDS-455,) to stereofoniczny magnetofon dwumechanizmowy (deck) przeznaczony do odtwarzania, nagrywania, a także kopiowania z normalną i podwójną prędkością taśm żelazowych, chromowych i metalowych w kasetach typu Compact C60 i C90. Umożliwia on również ciągłe odtwarzanie kaset z obu mechanizmów, tzn. po odtworzeniu taśmy w jednym mechanizmie następuje samoczynne odtwarzanie taśmy umieszczonej w drugim mechanizmie.

W magnetofonie zastosowano japońskie mechanizmy z silnikami dwubiegowymi i mikroprzełącznikami do sterowania układów elektronicznych. Mechaniczne włączanie funkcji, wspomagane energią koła zamachowego (napędzanego silnikiem), umożliwia miękką pracę klawiatury funkcyjnej. Pierwszy mechanizm (A) jest mechanizmem zapisująco odczytującym (magnetofon) z możliwością włączania funkcji ZAPIS tylko jednym naciśnięciem, drugi (B) jest mechanizmem jedynie odczytującym (odtwarzacz).
Magnetofon wyposażono w układ redukcji szumów Dolby B. Ponadto zastosowano licznik przesuwu taśmy w mechanizmie A, diodowy (LED) wskaźnik poziomu zapisu i odczytu oraz regulatory poziomu zapisu. Wejścia i wyjścia (magnetofonu gniazda CINCH) umieszczono na tylnej ściance, natomiast wejście mikrofonowe (typu JACK) z przodu.

Parametry techniczne

Dane techniczne (wartości średnie):

Prędkość przesuwu taśmy normalna:	4,76 cm/s
Prędkość przesuwu taśmy podwójna przy kopiowaniu	9,53 cm/s
Odchyłka przesuwu taśmy:	±1,5%
Nierównomierność przesuwu taśmy:	±0,2%
Pasmo przenoszenia:	
— taśma żelazowa	30÷15 000 Hz
— taśma chromowa	30÷15 000 Hz
— taśma metalowa	30÷16 000 Hz
Pasmo przenoszenia przy kopiowaniu:	
— z normalną prędkością	30÷15 000 Hz
— z podwójną prędkością	40÷10 000 Hz
Stosunek sygnał/szum (ważony) z włączonym układem redukcji szumów DOLBY B dla taśmy chromowej:	58 dB
Czułość z wejść:	
— CINCH	100 mV
— MICRO	1 mV
Impedancja wejściowa wejść:	
— CINCH	47 kΩ
— MICRO	2 kΩ
Napięcie wyjściowe dla poziomu znamionowego	600 mV
Współczynnik zniekształceń:	
— taśma żelazowa	1%
— taśma chromowa	2,5%
— taśma metalowa	2%



Rys. 1. Schemat blokowy magnetofonu MDS-456



Rys. 2. Schemat ideowy magnetofonu MDS-456

Dopuszczalny pobór mocy:	22 VA
Zasilanie:	220 V — 50 Hz
Wymiary:	350 × 110 × 260 mm
Masa:	ok. 5 kg

Funkcjonalny schemat blokowy magnetofonu MDS-456 przedstawiono na rys. 1, a schemat ideowy — na rys. 2.

Tor odczytu

Magnetofon zawiera dwa wzmacniacze odczytu skonstruowane z układów scalonych NE542 (odpowiednik krajowy — UL1322). Wejście wzmacniacza odczytu mechanizmu A (US1) jest połączone z głowicą uniwersalną przez tranzystorowy przełącznik zapis/odczyt (tranzystory T7÷T12), sterowany przez tranzystor T31. Na wyjściu tego wzmacniacza są włączone, za pomocą tranzystorów T13 i T14, obwody korekcji wielkich częstotliwości przy odczycie z taśmy chromowej i metalowej. Potencjometr R71 (R72) służy do regulacji poziomu odczytu z głowicy mechanizmu A. Na wejściu wzmacniacza odczytu mechanizmu B (US2) znajduje się kondensator C1 (C2), wyłączany przez tranzystor T1 (T2) podczas kopiowania z podwójną prędkością, w celu zwiększenia częstotliwości rezonansowej obwodu głowicy. Na wyjściu tego wzmacniacza, poza obwodem korekcji włączanym przez tranzystor T3 (T4) przy odczycie z taśmy chromowej i metalowej oraz kopiowaniu z podwójną prędkością z taśmy żelazowej znajduje się drugi obwód korekcyjny włączany przez tranzystor T5 (T6) przy kopiowaniu z podwójną prędkością z taśmy chromowej i metalowej. Na wyjściu tego wzmacniacza znajduje się potencjometr R17 (R18) służący do regulacji poziomu odczytu z głowicy mechanizmu B.

W dalszej części toru odczytu znajduje się przełącznik diodowy (diody D3, D4, D7, D8) sterowany tranzystorami T17÷T19, wybierający sygnał bądź z mechanizmu A, bądź z mechanizmu B. Sygnał ten jest doprowadzany do wejścia ODCZYT układu Dolby (US301). Z wyjścia ODCZYT tego układu sygnał jest doprowadzany do wzmacniacza wyjściowego skonstruowanego z tranzystorów T301, T303 (T302, T304), stąd po wzmocnieniu steruje wskaźnik US601 (US602) i jest doprowadzany do gniazda wyjściowego magnetofonu.

Tor zapisu

Nagrywany sygnał jest doprowadzany, przez potencjometr regulacji poziomu nagrania R601 (R602) do separatora T311 (T312), przy czym sygnał z mikrofonu jest wzmacniany dodatkowo w jednotranzystorowym wzmacniaczu T401 (T402). Następnie przez filtr MPX F101 (F102) dostaje się do wejścia ZAPIS układu Dolby. Z wyjścia ODCZYT tego układu sygnał jest doprowadzany do wyjścia magnetofonu, natomiast z wyjścia ZAPIS, przez potencjometr R323 (R324), do wzmacniacza zapisu — tranzystory T221, T223 (T222, T224). Wzmacniacz zapisu ma znacznie rozbudowane obwody korekcji, gdyż jest wymagana różna korekcja przy zapisie na każdym rodzaju taśm oraz przy kopiowaniu z podwójną prędkością. Obwody korekcji są włączane kluczami tranzystorowymi — T215, T211, T201, T207, T205, T217, T219, (T216, T212, T202, T208, T206, T218, T220). Wyjście wzmacniacza zapisu jest połączone, przez obwód rezonansowy, z głowicą uniwersalną mechanizmu A.

Tor sygnału przy kopiowaniu

Podczas kopiowania pracuje część zarówno toru odczytu, jak i zapisu. Sygnał odczytywany przez głowicę mechanizmu B, wzmocniony we wzmacniaczu odczytu (US2), dostaje się do wejścia ODCZYT układu Dolby (US301). Z wyjścia ODCZYT tego układu sygnał jest doprowadzany do gniazda wyjściowego magnetofonu, natomiast z wyjścia ZAPIS do wzmacniacza zapisu. Wzmocniony i odpowiednio skorygowany sygnał jest doprowadzany do głowicy uniwersalnej mechanizmu A.

Generator prądu podkładu i kasowania

Generator wykonany z tranzystorami T501, T502 jest zasilany przez regulator napięcia (tranzystory T701, T702). Potencjometr R701 (w obwodzie bazy tranzystora T701) służy do regulacji prądu podkładu dla taśmy żelazowej, natomiast potencjometr R702 — dla taśmy chromowej.

Układy wyciszania

W celu eliminacji trzasków mogących powstać przy włączaniu magnetofonu do sieci (stany nieustalone) zastosowano tranzystory T305, T306, zwierające sygnał na wyjściu magnetofonu. Tranzystory T307, T308 zwierające sygnał doprowadzony do wskaźnika oraz tranzystorów T15, T16 zwierających wejście ODCZYT układu Dolby. Tranzystory T15 i T16 służą dodatkowo do wyciszania magnetofonu podczas pracy przełącznika diodowego D3, D4, D7, D8. Zmiany stanu przełącznika diodowego są wychwytywane przez układy kształtujące z diodami D11, D13 i D12, D14, a powstałe sygnały sterują — przez tranzystor T20 — przerzutnik zbudowany z tranzystorów T21, T22, na którego wyjściu pojawia się impuls dodatni napięcia stałego. Impuls ten powoduje chwilowe zwieranie przez tranzystory T15 i T16 wejścia ODCZYT układu Dolby.

Sterowanie toru sygnału przy odtwarzaniu, zapisywaniu i kopiowaniu

Po włączeniu zasilania przełącznik tranzystorowy T7÷T12 znajduje się w pozycji odczytu, przełącznik diodowy D3, D4, D7, D8 wybiera sygnał z mechanizmu A. Magnetofon jest przygotowany do odtwarzania z taśmy mechanizmu A. Po wciśnięciu przycisku PLAY mechanizmu A następuje podniesienie sań tego mechanizmu i zwarcie mikroprzełącznika P. Wysterowany tranzystor T309 powoduje zatkanie tranzystorów wyciszających T305÷T308, T15, T16. Sygnał odtwarzany z mechanizmu A jest wówczas doprowadzany do wyjścia magnetofonu. Po wciśnięciu przycisku STOP mechanizmu A, wymienione tranzystory przechodzą w stan wyjściowy, czyli nasycenia.

Aby odtworzyć taśmę z mechanizmu B należy wcisnąć jego przycisk PLAY; wówczas następuje podniesienie sań i zwarcie mikroprzełącznika P tegoż mechanizmu, co z kolei spowoduje wysterowanie tranzystora T309, a więc i zatkanie tranzystorów zwierających T305÷T308, T15, T16. Sygnał z mikroprzełącznika jest doprowadzany również do bazy tranzystorów T18 i T19; przełącznik diodowy wybiera sygnał z mechanizmu B. Na wyjściu magnetofonu pojawia się sygnał odtwarzany z mechanizmu B.

Przy zapisywaniu sygnału z urządzenia zewnętrznego wciska się przycisk RECORD i wówczas sanie mechanizmu A podnoszą się, następuje zwarcie mikroprzełączników P i R. Zwarcie mikroprzełącznika P powoduje, jak przy odtwarzaniu, zatkanie tranzystorów T305÷T308, T15, T16, natomiast zwarcie mikroprzełącznika R spowoduje pojawienie się napięcia sterującego zapis. Zostaje włączony generator prądu podkładu i kasowania, tranzystor T26, przełącza układ Dolby na funkcję ZAPIS, tranzystory T225, T226, zwierające wyjście wzmacniacza zapisu, zatykają się tranzystory T11, T12 się nasycają, natomiast tranzystory T7÷T10 się zatykają. Tranzystory T15, T16 sterowane przez tranzystor T23 nasycają się i zwierają wejście ODCZYT układu Dolby.

Przy kopiowaniu taśm wciska się przycisk kopiowania oraz nagrywanie w mechanizmie A i odtwarzanie w mechanizmie B. Wciśnięty przycisk kopiowania wyłącza system redukcji

szumów, przełącza układ Dolby w pozycję ODCZYT. Wciśnięty przycisk nagrywania w mechanizmie A powoduje zwarcie mikroprzełącznika R. Pojawia się więc napięcie sterujące zapis oraz następuje zwarcie mikroprzełącznika P i zatkanie tranzystorów T305÷T308. Wciśnięty przycisk odtwarzania w mechanizmie B spowoduje zwarcie mikroprzełącznika P. Pojawia się, przez diodę D15, napięcie blokujące tranzystor T23. Likwiduje się zwarcie wejścia ODCZYT układu Dolby (tranzystory T15, T16) oraz pojawia się napięcie na bazach tranzystorów T18, T19. Przełącznik diodowy D3, D4, D7, D8 wybiera sygnał odczytywany z mechanizmu B.

Układ regulacji prędkości silników

Podwójną prędkość przesuwu taśmy ustawia się regulując potencjometry R129 i R130 włączone między kontakty A i B silnika. Prędkość normalną ustawia się natomiast między potencjometrami R125, R126 włączanymi dodatkowo między kontakty A i B, po nasyceniu się tranzystorów T24, T25.

Układ sterowania pracy silników przy odtwarzaniu ciągłym i kopiowaniu

Po włączeniu magnetofonu do sieci silniki obu mechanizmów pracują. Przy odtwarzaniu ciągłym wciśnięcie przycisku PLAY jednego mechanizmu (np. mechanizmu A) spowoduje podniesienie sań energią koła zamachowego i zwarcie jego mikroprzełącznika P, co wywoła nasycenie się tranzystora T30. Nasycony tranzystor T30 zatka tranzystor T28 powodując wyłączenie silnika mechanizmu B. Magnetofon znajduje się więc w stanie odtwarzania z mechanizmu A, mechanizm B jest zablokowany, gdyż jego silnik jest wyłączony. Wciśnięcie przycisku PLAY mechanizmu B nie spowoduje jego uruchomienia, natomiast po odtworzeniu całej taśmy w mechanizmie A zadziała autostop, powodując opadnięcie sań i rozwarcie mikroprzełącznika P, zatem także zatkanie tranzystora T30 i odetkanie tranzystora T28, a więc włączenie silnika mechanizmu B. Włączony silnik obróci koło zamachowe i podniesie sanie, powodując zwarcie mikroprzełącznika P w mechanizmie B. Na bazie tranzystora T29 pojawi się napięcie powodując jego nasycenie i w konsekwencji zatkanie tranzystora T27, czyli wyłączenie silnika mechanizmu A. Magnetofon znajduje się więc w stanie odtwarzania z mechanizmu B, mechanizm A jest zablokowany. Wciśnięcie przycisku PLAY mechanizmu A nie spowoduje jego odblokowania, nastąpi to natomiast po zatrzymaniu się mechanizmu B.

Przygotowanie magnetofonu do kopiowania wymaga wciśnięcia przycisku DUBBING oraz RECORD w mechanizmie A. Umożliwi to, dzięki zwarciu mikroprzełącznika P w mechanizmie A, nasycenie tranzystora T30, co z kolei spowoduje zatkanie tranzystora T27, a więc wyłączenie silnika mechanizmu A. Rozpoczęcie kopiowania następuje z chwilą wciśnięcia przycisku PLAY mechanizmu B. Wówczas zwiera się mikroprzełącznik P tego mechanizmu doprowadzając napięcie do bazy tranzystora T29. Tranzystor ten nasyca się włączając silnik mechanizmu A — oba mechanizmy pracują.

Zasilacz

Zasilacz składa się z transformatora z jednym uzwojeniem z odczepem po stronie wtórnej oraz prostownika mostkowego i stabilizatora UL7512 (US801). □

urządzenia zasilające



Dławiki w zasilaczach wzmacniaczy mocy m. cz.

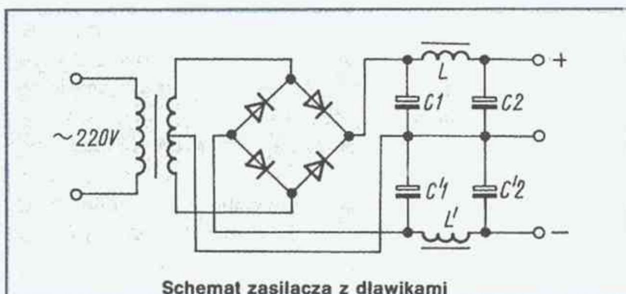
W artykule rozpatrzono niektóre wady konwencjonalnych zasilaczy stosowanych we wzmacniaczach mocy hi-fi oraz możliwości ich udoskonalenia przez stosowanie dławików indukcyjnych. Podano sposób uproszczonego projektowania dławików z rdzeniem z blachy transformatorowej.

Od kilku lat rozpowszechniają się wzmacniacze hi-fi pracujące w klasie AB, charakteryzujące się dużą wartością prądu spoczynkowego w stopniu końcowym (tzw. klasy AB1) oraz wzmacniacze pracujące w klasie A. Wzmacniacze te, w których stosuje się najczęściej tranzystory mocy typu MOS-FET, odznaczają się najlepszymi parametrami. Zauważono, że w tych wzmacniaczach, mimo stosowania w zasilaczu bardzo wielkich pojemności (od 2×20 mF do 2×80 mF) do wygładzenia tętnienia, pojawiają się zakłócenia o podstawowej częstotliwości 100 Hz. Dokładniejsza analiza zjawiska wykazała, że źródłem tych zakłóceń są impulsy doładowywania kondensatorów w zasilaczu. Istotnie, im transformator sieciowy i diody prostownicze mają mniejszą rezystancję, a pojemność kondensatorów wygładzających jest większa, tym chwilowa wartość natężenia prądu impulsów doładowujących jest większa, a ich czoło jest bardziej strome. Są więc one źródłem wysokich harmonicznych częstotliwości 100 Hz. We wzmacniaczach hi-fi standardowych, w których stopień mocy pracuje przy bardzo małej wartości prądu spoczynkowego, wspomniane zakłócenia nie są zauważane, bowiem są maskowane przez sygnał użyteczny.

Warto jeszcze dodać, że bardzo wielka pojemność kondensatorów w zasilaczu powoduje wielkie obciążenie prądowe diod prostowniczych. Gdy wybrane zostaną diody o zbyt małej wartości natężenia prądu szczytowego, to ulegną one zniszczeniu w krótkim czasie.

Jak można udoskonalić zasilacz, to jest polepszyć wygładzanie prądu bez szkodliwych skutków ubocznych? Z pomocą przychodzi dawno już stosowany w „epoce lampowej" sposób, a mianowicie: zastosowanie dławików.

Schemat zasilacza z dławikami jest przedstawiony na rysunku. Jak z niego wynika, kondensatory C1 i C2 są połączone przez dławik L. Źródło prądu (transformator i mostek pros-



Schemat zasilacza z dławikami

towniczy) ładuje przede wszystkim kondensator C1, a impulsy prądu ładowania zależą głównie od wartości tej pojemności. Napięcie na kondensatorze C1 zawiera składową stałą i składową zmienną tętnienia, która wynosi 1–10% wartości napięcia stałego, zależnie od wartości pojemności kondensatora C1 i obciążenia. Dławik L i kondensator C2 powinny zmniejszyć wartość tętnienia do 0,1÷0,2%, czyli 30÷50-krotnie. Dławik, dzięki swym właściwościom, ogranicza bardzo maksymalną wartość natężenia impulsów doładowujących pojemność kondensatora C2, a jednocześnie oddaje zgromadzoną w swym polu magnetycznym energię w momentach, gdy natężenie impulsu ładującego z prostownika i kondensatora C1 maleje.

Dzięki zastosowaniu dławików można:

a) skonstruować zasilacz nie wnoszący zakłóceń spowodowanych zbyt wielką pojemnością kondensatorów wygładzających tętnienie;
b) skonstruować zasilacz o lepszych parametrach, stosując takie same pojemności kondensatorów;
c) skonstruować zasilacz o wymaganych parametrach, stosując kondensatory o sumarycznej mniejszej pojemności.

Wady opisywanego udoskonalenia dotyczą samego dławika, który jest elementem „nie lubianym" we współczesnych układach elektronicznych. Istotnie: dławik zajmuje sporo miejsca, ma dużą masę, rozsiewa pole magnetyczne oraz jest dość trudny do wykonania.

Rozważmy, jak można problem rozwiązać „najmniejszym kosztem".

W wypadku wzmacniaczy klasy A, które pobierają w zasadzie prąd o stale jednakowym natężeniu, sprawa jest jasna — dławik powinien być zaprojektowany na znamionową wartość natężenia prądu pobieranego przez wzmacniacz, a jednocześnie mieć wystarczającą indukcyjność.

W wypadku wzmacniaczy mocy pracujących w klasie AB wystarczy postawić warunek, aby dławik miał wymaganą indukcyjność wówczas, gdy płynie prąd spoczynkowy i wówczas gdy moc oddawana przez wzmacniacz wynosi 0,1÷0,25 mocy znamionowej (zależnie od mocy znamionowej wzmacniacza, warunków odsłuchu i wymagań jakościowych). Gdy moc wzmacniacza jest bliska maksymalnemu, a wartość natężenia prądu zasilającego rośnie, dławik ulega nasyceniu, jego indukcyjność maleje i można przyjąć, że przedstawia on sobą tylko określoną rezystancję włączoną między kondensatorami C1 i C2.

Dławik nasycony, gdy wartość strumienia magnetycznego w rdzeniu ma wysoką wartość, ma dużą skłonność do brzęczenia. Jest to jeszcze jedna jego wada, którą można usunąć tylko przez nadzwyczaj silne ściśnięcie jego rdzenia, impregnowanie całego dławika w syciwie żywicznym lub bitumicznym oraz przez elastyczne zamocowanie dławika na podstawie. W dalszej części artykułu opiszemy problemy związane z samym dławikiem.

Dławiki

Dławik z rdzeniem ferromagnetycznym jest elementem nieliniowym. Rdzeń dławika (w danym przypadku rozpatrujemy tylko rdzenie z blach transformatorowych) wykazuje pewną początkową przenikalność magnetyczną, wpływającą w sposób zasadniczy na indukcyjność dławika przy małych wartościach zmiennego pola magnetycznego. Magnesowanie rdzenia silnym polem stałym wpływa na zmniejszenie indukcyjności dławika. Celem projektu jest dławik, który będzie miał wymaganą indukcyjność dla składowej zmiennej przy jednoczesnym magnesowaniu go silnym prądem stałym.

Im większa jest wartość energii magnetycznej zgromadzonej w rdzeniu, tym większe będą rozmiary dławika, a inaczej — objętość rdzenia dławika. Najmniejszą objętość rdzenia dławika można określić ze wzoru:

$$V_ż = \frac{L \cdot I_o^2}{1000} \quad [cm^3] \qquad (1)$$

w którym:

L — indukcyjność dławika [H],

I_o — wartość prądu stałego, magnesującego rdzeń [mA].

Należy wybierać rdzeń o dużym oknie, aby mieć pewność, że uzwojenie się zmieści.

Liczbę zwojów dławika można określić ze wzoru (wartość przybliżona, przeważnie większa od obliczonej dokładnie):

$$z = \frac{45 \cdot L \cdot I_o}{q_ż} \quad \text{liczba zwojów} \qquad (2)$$

w którym:

$q_ż$ — przekrój rdzenia dławika [cm²].

Wartość optymalną szczeliny powietrznej w rdzeniu (sumaryczna długość szczelin obwodu magnetycznego) może być określona ze wzoru:

$$l_p = \frac{z \cdot I_o}{800\,000} \quad [mm] \qquad (3)$$

Gęstość natężenia prądu w uzwojeniu dławika nie powinna być większa niż 2,5 A/mm²; często przyjmuje się mniejszą gęstość prądu w celu uzyskania małej rezystancji dławika. Granicą jest zmieszczenie wymaganej liczby zwojów uzwojenia w oknie rdzenia.

Projekt uzwojenia dławika opieramy na danych nawojowych drutów nawojowych i obliczeniu rezystancji uzwojenia.

Pojemność pierwszego kondensatora filtru zasilacza z dławikiem można obliczyć z przybliżonego wzoru:

$$C1 = \frac{50 \cdot I_o}{U_o} \quad [\mu F] \qquad (4)$$

w którym:

I_o — natężenie pobieranego prądu [mA],

U_o — napięcie zasilacza [V].

Związek między indukcyjnością dławika L, pojemnością kondensatora C2 (włączonego za dławikiem) i współczynnikiem F osłabienia pulsacji o częstotliwości 100 Hz wyraża wzór:

$$L \cdot C2 = 2{,}5 \cdot F$$

Przykład 1

Należy ustalić dane dotyczące kondensatorów i dławika zasilacza przeznaczonego do wzmacniacza pracującego w klasie A, mającego moc wyjściową 40 W. Napięcie zasilania wzmacniacza: $U_o = \pm 25$ V; natężenie pobieranego prądu: $I_o = 2{,}3$ A.

Ustalamy pojemność pierwszego kondensatora (wzór 4):

$$C1 = \frac{50 \cdot 2300}{25} = 4600 \ \mu F$$

Obliczamy potrzebną indukcyjność dławika L zakładając, że pojemność drugiego kondensatora C2 = 10 000 µF, a wartość współczynnika osłabienia pulsacji F = 50:

$$L = \frac{2{,}5 \cdot 50}{10\,000} = 0{,}0125 \ H$$

Rdzeń do dławika powinien mieć objętość co najmniej:

$$V_ż = \frac{0{,}0125 \cdot 2300}{1000} = 66 \ cm^3$$

Wybieramy rdzeń większy o objętości $V_ż$ = 114 cm³, przekroju brutto $q_ż$ = 7,6 cm² i oknie o powierzchni 7,8 cm². Jest to rdzeń kształtu EI. Obliczamy liczbę zwojów uzwojenia (wzór 2):

$$z = \frac{45 \cdot 0{,}0125 \cdot 2300}{7} = 185 \approx 200 \ \text{zwojów}$$

Należy dobrać odpowiedni drut nawojowy i sprawdzić (obliczeniowo) czy uzwojenie się zmieści w oknie. W danym wypadku będzie odpowiedni drut o średnicy 1,1 mm. Rezystancja uzwojenia będzie miała wartość 0,65 Ω. Spadek napięcia na uzwojeniu dławika wyniesie ok. 1,5 V.
Szczelina powietrzna w rdzeniu dławika powinna mieć długość (wzór 3):

$$l_p = \frac{200 \cdot 2\,300}{800\,000} = 0{,}58 \approx 0{,}6 \text{ mm}$$

W rdzeniu kształtu EI strumień magnetyczny przecina szczelinę dwukrotnie, a więc przekładka tekturowa między jarzmem i słupkami rdzenia powinna mieć grubość 0,3 mm.

Przykład 2

Potrzebny jest zasilacz do wzmacniacza o mocy 2×150 W, pracującego w klasie AB. Napięcie zasilania $U_o = \pm 50$ V, wartość prądu spoczynkowego $I_{sp} = 0{,}5$ A, natężenie największe prądu podczas oddawania pełnej mocy $I_{max} = 5{,}6$ A. Pojawia się zagadnienie: w odniesieniu do jakiej wartości natężenia prądu należy obliczać indukcyjność dławika L? Przyjmujemy wartość natężenia prądu $I_o = 1{,}4$ A, co odpowiada oddawaniu przez wzmacniacz ok. 20% mocy.
Ustalamy, jaką wartość pojemności powinien mieć pierwszy kondensator przy prądzie I_o i I_{max}:

$$C1_o = \frac{50 \cdot 1\,400}{50} = 1\,400\ \mu F$$

$$C1_{max} = \frac{50 \cdot 5\,600}{50} = 5\,600\ \mu F$$

Wybieramy typowy kondensator o pojemności 4700 µF. Napięcie tętnienia na nim będzie niewielkie przy pobieraniu z zasilacza prądu I_{sp} i I_o.
Zakładamy, że drugi kondensator (C2) będzie mieć pojemność 10 000 µF, a współczynnik F = 40.
Obliczamy potrzebną indukcyjność dławika:

$$L = \frac{2{,}5 \cdot 40}{10\,000} = 0{,}01 \text{ H}$$

Potrzebny jest rdzeń o objętości co najmniej:

$$V_ż = \frac{0{,}01 \cdot 1\,400^2}{1\,000} = 19{,}6 \text{ cm}^3$$

Wybieramy rdzeń większy o objętości 57 cm³, przekroju brutto $q_ż = 3{,}8$ cm² i dużym oknie o powierzchni 7,8 cm².
Obliczamy liczbę zwojów:

$$z = \frac{45 \cdot 0{,}01 \cdot 1\,400}{3{,}5} = 180 \text{ zwojów}$$

Najgrubszy drut, jakim dysponujemy, ma średnicę 1,3 mm. Rezystancja dławika wyniesie 0,3 Ω, co jest do przyjęcia, bowiem największy spadek napięcia będzie wynosić 1,7 V. W razie braku grubego drutu nawojowego można nawinąć dwa identyczne uzwojenia drutem o przekroju dwa razy mniejszym i połączyć je równolegle.
Wzmacniacz pracujący w klasie AB pobiera prąd maksymalny tylko przez krótkie odcinki czasu. Średnia wartość pobieranego prądu podczas audycji (nawet w partiach forte) jest dużo mniejsza. Można więc przyjąć większe dopuszczalne gęstości prądu, do 4÷5 A/mm². Oczywiście rezystancja uzwojenia jest wówczas większa. Potrzebna szczelina w rdzeniu ma długość:

$$l_p = \frac{180 \cdot 1\,400}{800\,000} = 0{,}32 \text{ mm} \approx 0{,}4 \text{ mm}$$

Należy zwrócić uwagę na to, że gdy prąd pobierany przez wzmacniacz zwiększy się powyżej wartości I_o, a szczególnie gdy osiągnie wartość największą I_{max}, to rdzeń dławika ulegnie nasyceniu, a jego indukcyjność zmaleje znacznie; możemy przyjąć, że wyniesie ono zero. Obie pojemności filtru C1 i C2 będą wówczas połączone równolegle przez rezystancję równą rezystancji uzwojenia dławika. Rezystancja ta wpływa na polepszenie filtrowania, bowiem jej wartość jest około dwukrotnie większa od wartości bezwzględnej impedancji kondensatora o pojemności 10 000 µF, przy pulsacji o częstotliwości 100 Hz.

LITERATURA

[1] Krize S.N.: Obliczanie transformatorów zasilających małej mocy i dławików stosowanych w filtrach. PWT, Warszawa 1953
[2] Konopiński T., Pac R.: Transformatory i dławiki elektronicznych urządzeń zasilających. WNT, Warszawa 1979

□ R.T

elektronika w domu 

Wąż świetlny

Arkadiusz Jaskulski

Opisany w artykule układ spełnia funkcję sterownika do tzw. węża świetlnego. Sterownik umożliwia wybór trzech programów z efektami świetlnymi: dwa programy mają stałe sekwencje, a trzeci program umożliwia dobieranie efektów świetlnych we własnym zakresie.

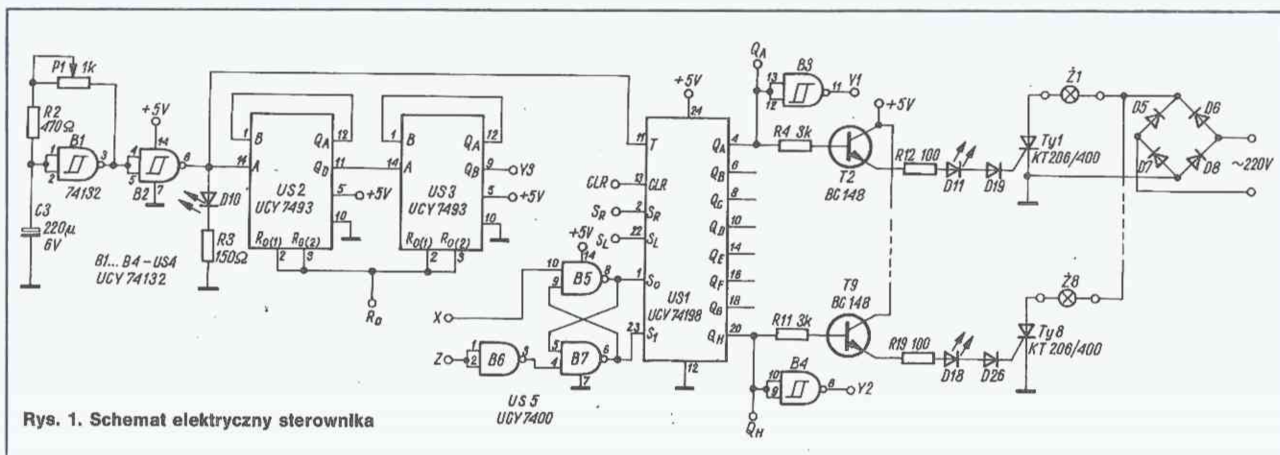
Podstawowym blokiem sterownika (rys. 1) jest rewersyjny rejestr przesuwający US1, sterowany impulsami z generatora utworzonego z bramki Schmitta B1 i elementów P1, R2, C3. Impulsy z generatora są doprowadzane do szeregowo połączonych dzielników częstotliwości US2, US3, których sygnał wyjściowy Y3, przez przełączniki P1÷P3 i bramki B5÷B7, steruje zmianą kierunku przesuwania w rejestrze US1. Do wyjść rejestru US1 są dołączone stopnie wykonawcze utworzone z tranzystorów T2÷T9 i tyrystorów Ty1÷Ty8. Obciążeniem tyrystorów są zespoły żarówek Ż1÷Ż8.

Opis działania

Do wyboru programu wykorzystuje się przełączniki P1÷P5. Przełącznikami P1, P2 wybiera się programy stałe, a przełącznikiem P3 program, który umożliwia samodzielne sterowanie efektami świetlnymi.

Program 1

Po włączeniu przełącznika P1 (rys. 2) wejścia X i Z (wybieranie kierunku przesuwu rejestru) zostają dołączone do wyjścia Y3 licznika US3. Wyjście to jest w stanie niskim, a więc na wejściach S_0 i S_1 rejestru US1 będzie odpowiednio stan wysoki i niski, co odpowiada ustawieniu rejestru na przesuwanie w prawo. Przy przesuwaniu w prawo aktywne jest wejście S_R rejestru US1. Do tego wejścia, przez zestyk przełącznika P1 jest doprowadzany stan wysoki z wyjścia Y1. W takt impulsów

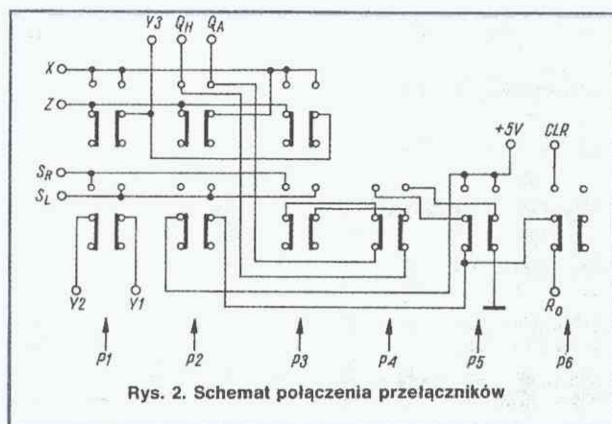


Rys. 1. Schemat elektryczny sterownika

z generatora (bramka B1. B2) sygnał z wejścia S_R jest przepisywany na kolejne wyjścia $Q_A \div Q_H$ rejestru US1. Stan wysoki wyjścia powoduje włączenie dołączonego do niego członu wykonawczego i świecenie odpowiedniego zespołu żarówek. Po ośmiu taktach zegarowych wszystkie wyjścia są w stanie wysokim i świecą wszystkie żarówki. Sygnał wysoki z wyjścia Q_H, po przejściu przez bramkę B4, zmienia stan wejścia S_R na niski. Impulsy generatora taktującego powodują wpisywanie tego stanu do kolejnych wyjść rejestru US1. Zespoły żarówek zostają kolejno wyłączone. Cykl taki odbywa się dwukrotnie. Po 32 taktach z generatora sygnał na wyjściu Y3 licznika US3 zmieni się z niskiego na wysoki. Odpowiada to stanowi niskiemu na wejściu S_0 i wysokiemu na wejściu S_R. Rejestr US1 zostaje ustawiony na przesuwanie w lewo. Zasada działania jest analogiczna jak dla przesuwania w prawo. Cykl zmiany kierunku będzie się powtarzać co 32 takty, których czas trwania można regulować potencjometrem P1.

Program 2

Po włączeniu przełącznika P2 wejścia X i Z zostają dołączone do wyjść Q_A i Q_H rejestru US1. Ponieważ na obu wyjściach są stany niskie, więc na wejściach S_0, S_1 ustalą się odpowiednio stany „1" i „0", co odpowiada przesuwaniu w prawo. Wejście S_R jest dołączone do napięcia zasilającego (stan wysoki), a więc i wyjścia rejestru US1 będą uzyskiwać stan wysoki. Gdy wszystkie wyjścia rejestru US1 zmienią stan na wysoki, wejścia S_0 i S_1 zmienią swój stan na przeciwny i rejestr będzie przesuwał w lewo. Żarówki będą wygaszane od ostatniego wyjścia do pierwszego. Gdy wszystkie żarówki zgasną, czyli gdy wyjścia Q_A i Q_H będą miały stan niski, na wejściach S_0 i S_1 ponownie zmieni się stan i rozpocznie się przesuwanie w prawo. Zmiany te będą się powtarzać cyklicznie.



Rys. 2. Schemat połączenia przełączników

Program 3

Włączenie przełącznika P3 powoduje połączenie układu do wyboru kierunku tak jak dla programu 1. Oznacza to, że co 32 takty generatora będzie się zmieniać kierunek przesuwania rejestru, a więc dana kombinacja efektów świetlnych będzie przesuwana 4 razy w prawo, 4 razy w lewo itd. Wejścia S_R i S_L są dołączone do przełącznika P4 („powtarzanie — programowanie"). Przy wyłączonym przełączniku P4 wejścia s_R i s_L są dołączone do wyjść Q_H i Q_A. Powoduje to samoczynne powtarzanie kombinacji. Po wciśnięciu przełącznika P4 („Programowanie"), wejścia Q_A i Q_H są dołączone do przełącznika P5.

Gdy przełącznik ten jest wciśnięty wejścia S_R i S_L są w stanie wysokim, a gdy wyciśnięty — w stanie niskim. Wciskając i wyciskając przełącznik P5 można sterować uzyskiwanymi efektami świetlnymi. Aby powrócić do cyklu powtarzania wystarczy wycisnąć przełącznik P4.

Przed przełączaniem programów, a także gdy chcemy sterować ręcznie, można wyzerować rejestr i liczniki, aby pracowały od początku cyklu. Do tego celu służy przełącznik P6 („Kasowanie"). Sygnały z wyjść rejestru US1 sterują stopniami wykonawczymi utworzonymi z tranzystorów T2÷T9 i tyrystorów Ty1÷Ty8. Tyrystory przewodzą, gdy na odpowiednich wyjściach rejestru US1 jest stan wysoki. Rezystory T4÷R11 ograniczają prąd obciążenia wyjść rejestru, a rezystory R12÷R19 ograniczają prąd bramki tyrystorów. Diody D19÷D26 zabezpieczają tranzystory i układy scalone przed uszkodzeniem w wypadku przebicia tyrystora.

Diody świecące D11÷D18 (mogą być dowolnego typu) sygnalizują pracę poszczególnych torów sterownika.

W układzie zastosowano tyrystory KT206/400; aby zapobiec migotaniu światła są one zasilane przez mostek prostowniczy D5÷D8. Diody w mostku muszą być dostosowane do odpowiedniego obciążenia. Jeżeli każdy tyrystor jest obciążony mocą maks. 200 W, to całkowity pobór mocy jest 1600 W. Maksymalny prąd płynący przez diodę jest równy 1600W:220V = 7,3 A. Można więc zastosować diody, których dopuszczalny prąd przewodzenia jest większy niż 8 A.

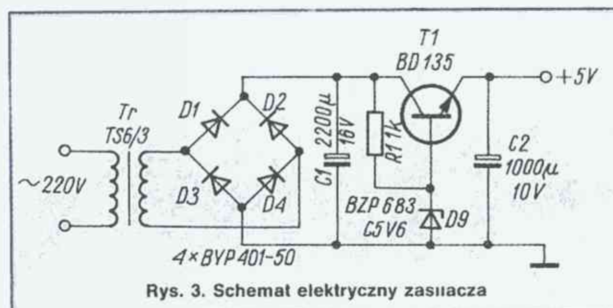
Zamiast tyrystorów można też zastosować triaki, np. KT205/400 i wówczas można zrezygnować z mostka prostowniczego.

Generator taktujący został wykonany z wykorzystaniem bramki Schmitta B1. Do wejścia bramki jest dołączony kondensator C3, który po włączeniu zasilania jest rozładowany. Wejście bramki jest więc w stanie niskim, a na wyjściu jest stan wysoki. Ponieważ kondensator jest dołączony, przez rezystory R2, P1, do wyjścia bramki, więc zaczyna ładować się. Gdy napięcie na kondensatorze przekroczy próg włącze-

nia bramki, bramka zmieni swój stan na przeciwny. Kondensator rozładowuje się przez rezystory R2, P1 do poziomu, przy którym bramka ponownie zmieni stan. Na wyjściu będzie znów stan wysoki. Cykl będzie się powtarzać.
Bramkę B2 zastosowano, aby oddzielić generator od reszty układu. Na wyjściu tej bramki zastosowano diodę świecącą D10, która sygnalizuje kolejne takty generatora.

Opis konstrukcji

Sterownik węża świetlnego można zmontować na jednej płytce z zasilaczem (rys. 3). Tranzystor w zasilaczu powinien być wyposażony w radiator o powierzchni co najmniej 50 cm². W zasilaczu można zastosować transformator sieciowy o napięciu wyjściowym 6÷10 V i prądzie obciążenia min. 0,5 A, np. transformator TS6/3, TS6/5, TS6/12, TS6/16.
Tyrystory Ty1÷Ty8, diody D19÷D26 oraz mostek Graetz'a D5÷D8 powinny być umieszczone na oddzielnej płytce i odpowiednio odizolowane od pozostałej części układu. W wypadku większego obciążenia tyrystorów trzeba je umieścić na radiatorach. Należy zaznaczyć, że każdy tyrystor musi mieć oddzielny radiator. Jeżeli zamontuje się je na jednym radiatorze, należy wszystkie dokładnie odizolować od radiatora.
Konstrukcja samego węża z żarówek zależy od indywidualnych potrzeb i możliwości użytkownika. Obciążeniem tyrystora nie musi być jedna żarówka 220 V. W każdy kanał można włączyć szeregowo kilka lub kilkanaście żarówek na mniejsze



Rys. 3. Schemat elektryczny zasilacza

napięcie pracy, np. 16 żarówek choinkowych, różnokolorowych, co polepsza efekt wizyjny.
Przełączniki P1÷P6 są typu Isostat. Można je zamontować na płytce drukowanej, aby uniknąć połączeń przewodami. Przełączniki P1÷P3 do wyboru programów są przełącznikami zależnymi. Oznacza to, że włączenie jednego powoduje wyłączenie innego. Przełącznik P4 jest przełącznikiem bistabilnym (dwustanowym), a przełączniki P5 oraz P6 są przełącznikami monostabilnymi (chwilowymi).

Uruchomienie

Układ zmontowany ze sprawnych elementów nie wymaga regulacji. W wypadku niedziałania sterownika trzeba sprawdzić, czy układ jest zasilany odpowiednim napięciem (sprawdzić stabilizator) oraz czy pracuje generator. □

Przekaźnik elektroniczny

Ginter Maicher

Okazuje się, że umieszczenie stycznika czy przekaźnika w obwodzie grzałki pralki automatycznej nie zadowala do końca. Elektronika jest cichsza..., a skoro już został opracowany układ elektroniczny, można go rozbudować i wykorzystać do innych celów.

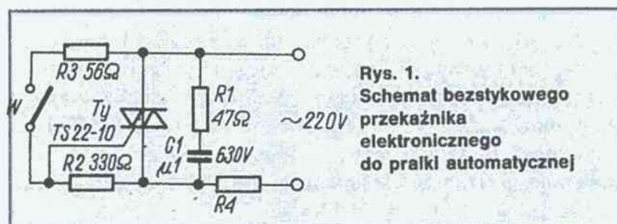
Do poszukiwania niezawodnego przekaźnika o obciążalności 10 A/220 V skłoniła mnie konieczność częstej wymiany 10 A przekaźnika R-15, zastosowanego w obwodzie grzałki pralki automatycznej w celu ochrony zestyków programatora. Dochodziło często do nadpalenia zestyków przekaźnika, a zastosowanie na jego miejsce stycznika np. MSM-O powodowało nieprzyjemne efekty akustyczne (brzęczenie w czasie pracy oraz głośne stuki przy włączaniu i wyłączaniu). Rezultat prób „zelektronizowania" tego efektu jest przedstawiony na rys. 1. Jest to prosty przekaźnik z triakiem jako elementem wykonawczym.
Po włączeniu wyłącznika W1 przewodzenie triaka w pierwszym półokresie odbywa się asynchronicznie, w przypadkowym punkcie przebiegu czasowego napięcia sieci. W następnych półokresach triak włącza się po naturalnym zaniku prądu w poprzednim półokresie. Obciążenie triaka jest czysto rezystancyjne, mimo to jednak triak włącza się z nieznacznym opóźnieniem φ_z, ponieważ prąd jego bramki I_{GT} wzrastając sinusoidalnie od zera musi przekroczyć pewną wartość progową niezbędną do włączenia:

$$\varphi_z = \arcsin \frac{I_{GT} \cdot R3}{\sqrt{2}\, U_{skut}}$$

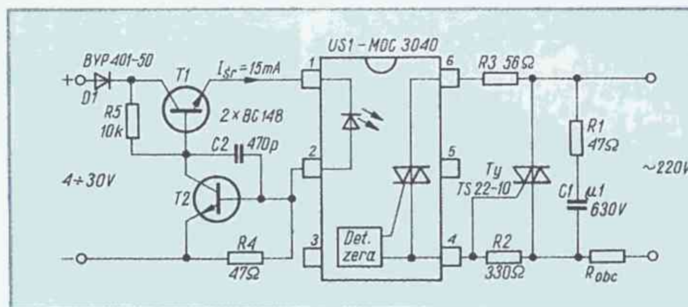
Aby zmniejszyć ten kąt do minimum, wartość rezystora R3 powinna być możliwie mała przy zachowaniu jednak warunku:

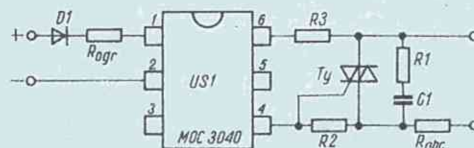
$$R3 \geqslant \frac{\sqrt{2} \cdot U_{skut}}{I_{FGM}}$$

przy czym:
I_{FGM} — graniczny szczytowy prąd bramki.
Sens walki o jak najmniejszy prąd włączenia triaka leży w dążeniu do minimalizacji zakłóceń radioelektrycznych oraz strat w triaku.
Najwłaściwszym sposobem włączania triaka jest włączanie synchroniczne, tzn. w chwili naturalnego przejścia prądu przez zero, co przy obciążeniu rezystancyjnym odpowiada zerowemu napięciu na obciążeniu.
Podany wyżej problem rozwiązuje się „sam". Świat wykonuje to przy wykorzystaniu specjalizowanych układów scalonych, o rozwiązaniach dyskretnych dawno już zapomniano.



Rys. 1. Schemat bezstykowego przekaźnika elektronicznego do pralki automatycznej





Rys. 2. Schemat przekaźnika elektronicznego z separacją transoptorową

Rys. 3. Schemat uproszczenia układu z rys. 2

Na rys. 2 przedstawiono schemat uniwersalnego przekaźnika z włączaniem w zerze przebiegu, z odizolowanym od obwodu głównego transoptorowym układem sterowania. Rozwiązanie to umożliwia wydłużenie impulsu sterującego (pewne włączenie triaka), a optyczna izolacja obwodu sterującego umożliwia stosowanie obwodu wykonawczego znajdującego się na wysokim potencjale z zachowaniem wymogów bezpieczeństwa.

Zastosowano tu specjalistyczny układ scalony MOC3040 (Motorola) zawierający transoptor dioda-triak oraz detektor zera napięcia wyjściowego. Prąd płynący przez diodę wejściową transoptora (ok. 15 mA) powoduje drogą optyczną włączanie triaka, który z kolei zwiera końcówki 4 i 6 transoptora w chwili przejścia napięcia między tymi końcówkami przez zero. Dopuszczalny prąd między tymi końcówkami wynosi 100 mA. Wyłączanie triaka następuje w chwili przerwania przepływu prądu przez diodę transoptora.

Układ ten dopuszcza zasilanie diody transoptora napięciem 4÷30 V przy zachowaniu stałego prądu około 15 mA,. Do uzyskiwania stałego prądu służy impulsator z tranzystorami T1 i T2, który można wykorzystywać również oddzielnie do zasilania dowolnej diody LED prądem ok. 15 mA przy zasilaniu zmieniającym się w podanych granicach.

Dioda D1 zabezpiecza układ przed omyłkową zmianą biegunowości zasilania, elementy R1 C1 włączone równolegle do triaka zabezpieczają go przed zakłóceniami impulsowymi w sieci.

Układ z rys. 2 można tak uprościć jak to przedstawiono na rys. 3. Rezystor ograniczający dobiera się odpowiednio do napięcia sterującego U_s.

LITERATURA

Luciński J.: Układy z tyrystorami dwukierunkowymi. WNT 1986 □

elektronika w samochodzie

Układy scalone Telefunken do elektroniki samochodowej

Elektronika samochodowa jest dziś zbyt dobrym interesem, aby można było sobie pozwolić na jej pomijanie w ofercie firmy, która chce się liczyć na międzynarodowym rynku. Nie pomija jej też Telefunken. Oto kilka układów spośród wielu, które ostatnio w jej ofercie się pojawiły.

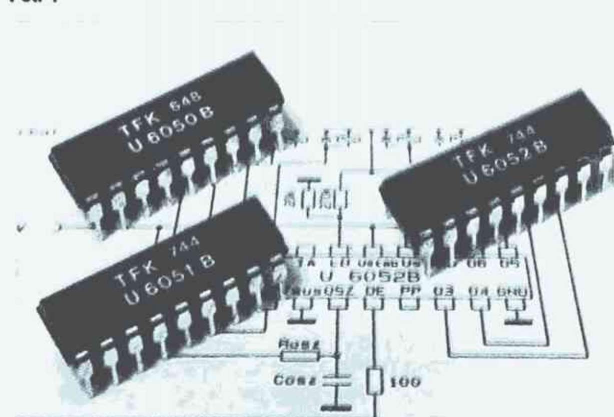
Regulacja jasności świecenia wskaźników na desce rozdzielczej pojazdu od dawna jest już standardem w samochodach nawet średniej klasy. Początkowo załatwiano to potencjometrem dużej mocy, ale oszczędniej i bardziej niezawodnie robi się to przy użyciu bardziej skomplikowanej elektroniki. Do tego celu opracowano układy U6080B i U6081B, które przy współpracy z zewnętrznymi tranzystorami mocy zapewniają płynną i liniową regulację jasności świecenia wskaźników w zakresie 10÷100%. Regulacja polega na zmianie szerokości impulsów (PWM). Oprócz funkcji podstawowej układy te zabezpieczają obwód przed zwarciami, przepięciami, odwrotnym włączeniem, wykrywają też nadmierne obniżenie napięcia zasilającego. Nie tylko nie reagują na zakłócenia, ale eliminują też impuls powstający w wypadku przerwy w obwodzie uziemiającym, a niezwykle szkodliwy dla całej elektroniki w samochodzie, i to kosztem zastosowania jednego, dodatkowego układu U6080B.

Układ U6080B jest produkowany w obudowie SO-16 do montażu powierzchniowego, U6081A — w obudowie DIL8.

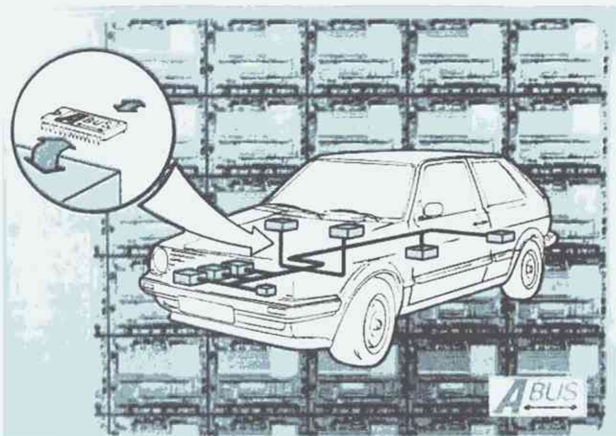
Podobnie jak w przemysłowych systemach regulacji i kontroli, również we współczesnych samochodach stosuje się jednoczesną transmisję kilku komend po jednej linii (np. w systemach diagnostycznych lub przy multipleksowanym zasilaniu). Do tego celu firma opracowała nadajnik U6050B oraz odbiorniki U6051B i U6052B (fot. 1).

Układy te mogą kontrolować 8 położeń przełączanych, przesyłać szeregowo dane po jednej linii i sterować 8 przekaźników wykonawczych. W układzie połączeń dwóch nadajników i dwóch odbiorników „master/ /slave" liczba kontrolowanych elementów wzrasta do 16. Poczwórne porównanie zapewnia dokładność transmisji danych, a uszkodzenie linii danych powoduje unieruchomienie wszystkich wyjść, czyli wyłączenie wszystkiego co jest sterowane.

Fot. 1



Z kolei zestaw: nadajnik U6055B i odbiornik U6056B służy do przetworzenia danych z postaci równoległej na szeregową oraz przesyłania ich w postaci słów 8- lub 16-bitowych po jednej szynie danych. Czterokrotne porównanie zapewnia bezbłędną transmisję, a przerwa lub zwarcie szyny danych do masy oraz zanik zasilania powodują po ok. 50 µs wyzerowanie wszystkich pamięci wyjściowych.
Z punktu widzenia użytkownika FSO-125p czy innego „szczytu" krajowej techniki motoryzacyjnej takie układy mogą wydawać się „wydumane" i właściwie to niezbyt wiadomo, po co to. Ale nie z punktu widzenia świata, tam jest to już na porządku dziennym, a niedługo będzie normą, bez której spełnienia żaden samochód nie wyjedzie za bramę fabryki. Od tych realiów broni nas wprawdzie (ściślej — naszych krajowych monopolistów) bariera celna, która pozwala dalej spać spokojnie i nie wysilać się... ale jak długo?
Warto też dodać, że opisane tu układy nie stanowią zespołu oddzielnych i zupełnie niezależnych rozwiązań, lecz część spójnej koncepcji wymiany danych między modułami elektronicznymi pojazdu, opracowanej wspólnie z Volskwagenem, a zwanej ABUS (fot. 2). System ABUS realizuje funkcje wyższego rzędu; np. układ optymalno-poślizgowy informuje elektroniczny regulator prędkości o fakcie hamowania, ten z kolei dostosowuje się do tego faktu. Albo: elektronika sterowania



Fot 2

mocą silnika informuje elektronikę zawieszenia o zwiększeniu mocy, wtedy następuje odpowiednie sterowanie zawieszenia. W drugą stronę, do centralnego mikroprocesora, są przesyłane informacje o uszkodzeniach. I to wszystko nie po kilometrach przewodów, ale po kilku krótkich doprowadzeniach... *(LK)* □

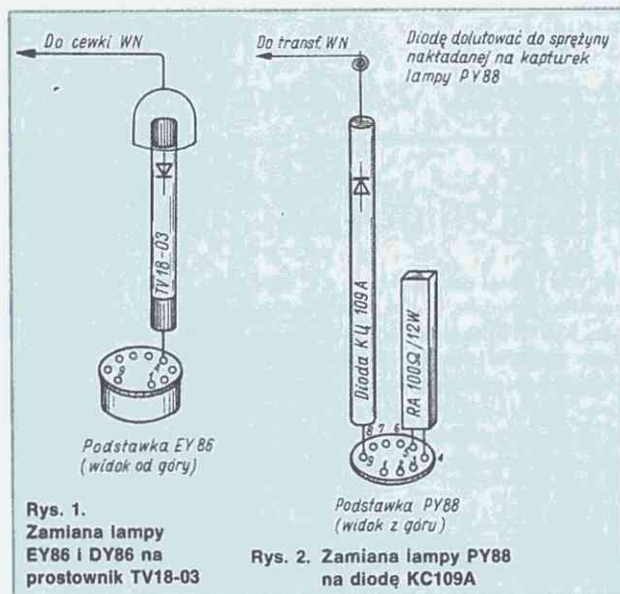
serwis RTV

Jeszcze o ratowaniu starych telewizorów
(i konieczności modernizacji całkiem nowych)

Nasz artykuł o ratowaniu starych telewizorów, zamieszczony w numerze 10/1989, zaowocował listami Czytelników, w większości — co charakterystyczne — anonimowych. Wiele tych anonimowych pomysłów okazało się po sprawdzeniu skutecznymi.

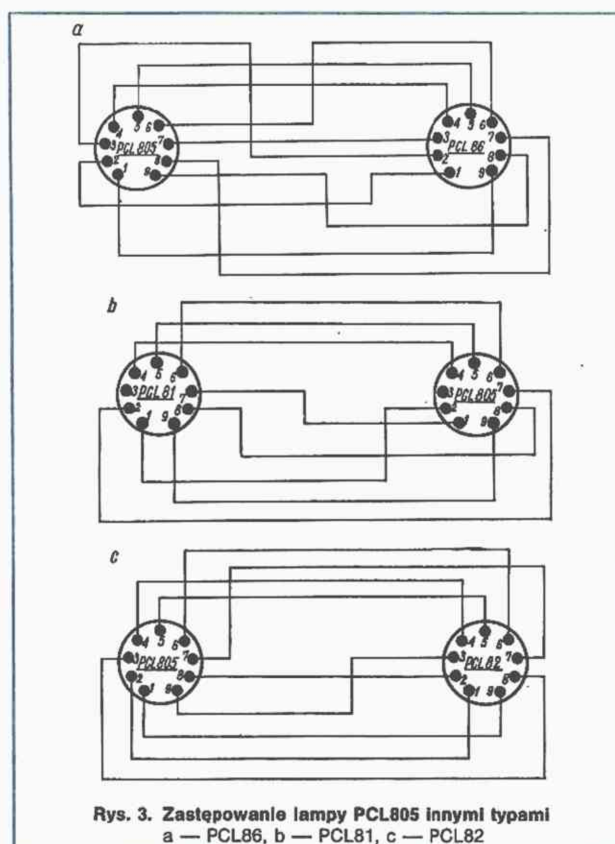
Ogólnie można stwierdzić, że te stare odbiorniki dopuszczają bardzo dużą elastyczność stosowania elementów zamiennych, a zwłaszcza lamp. Problem polega tylko na ominięciu ograniczeń konstrukcyjnych. Wymaga to wprawdzie czasem niekonwencjonalnego myślenia, ale prawie z reguły jest wykonalne.
Oto kolejne propozycje zgłoszone anonimowo (niektóre powtarzały się). Lampy prostownicze EY86 i DY86 (stosowane w Librze-201) zamienia się na prostownik selenowy TV18-03 (rys. 1). Do plusowej końcówki prostownika trzeba dolutować odcinek pocynowanego lub posrebrzanego drutu ∅ 1,0÷1,2 mm, po czym prostownik wkłada się w miejsce nóżki 4 lampy, na drugi koniec nakłada się „kapkę" od cewki WN.
Zamiana tych lamp na diody WN w rodzaju KYX30 (Tesla) czy BYP350-16k (spotykane w sklepach) wymaga przylutowania końca minusowego do wewnętrznej sprężyny „kapki". Diody na niższe napięcia, np. BYP350-8k i BYP350-12k, można łączyć szeregowo, lutując je ze sobą tak, aby miejsce lutowania nie miało ostrych krawędzi w celu zapobiegnięcia ulotom.
W razie trudności z nabyciem PY88 lub dostaniem zamiennika można ją zastąpić diodą usprawniającą KC109A od OTVC Rubin-714 i podobnych. Tu nie trzeba już nic lutować (rys. 2). Wystarczy wyjąć lampę z podstawki, w miejsce nóżki 9 włożyć diodę jak na rysunku, a w miejsce nóżek 4 i 5 włożyć rezystor drutowy RA 100 Ω/12 W. Wskazane jest dogięcie sprężynek w podstawce dla lepszego styku i mocowania.

Trudno dostępną, a niezwykle kosztowną lampę odchylania pionowego PCL805 można — trochę niekonwencjonalnym sposobem — zastąpić przez PCL86, jak na rys. 3a. Rezystor 560 Ω w katodzie pentody zamienia się na 200 Ω, starą lampę wyjmuje się, a PCL86 z nałożoną podstawką lutuje się na przewodach (izolowanych!) do jej podstawki od strony druku. Lampa wisi na przewodach przy płycie.
Tę samą technikę można zastosować, używając innych zamienników: PCL81 — również zamieniając rezystor jw. (rys. 3b), PCL82 — bez zamiany rezystora, jak na rys. 3c.



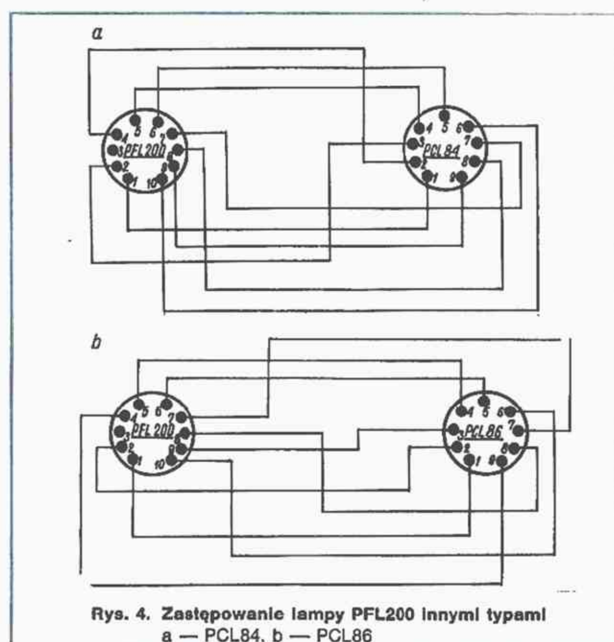
Rys. 1. Zamiana lampy EY86 i DY86 na prostownik TV18-03

Rys. 2. Zamiana lampy PY88 na diodę KC109A



Rys. 3. Zastępowanie lampy PCL805 innymi typami
a — PCL86, b — PCL81, c — PCL82

Następna kosztowna lampa, to PFL200, ale można ją zastąpić przez PCL84 wyjętą ze złomowanego odbiornika (rys. 4a). Tu też stosuje się technikę podwieszania na przewodach. Odbiór nie ulega zauważalnemu pogorszeniu ale im krótsze przewody, tym lepiej.
Nie zawsze udaje się znalezienie starej PCL84 ale łatwo dostępna jest PCL86. Okazuje się, że i ona zupełnie dobrze spełnia funkcję PFL200 (rys. 4b). Technika zamiany — ta sama.
I jeszcze raz wracamy do przełącznika kanałów TV-69. Zepsuła się PCF801, nie do kupienia, przejście na PCF82 („Re" nr 6/1990) pracochłonne, a program chciałoby się zaraz obejrzeć. Można, jeżeli tylko sygnał jest silny. Na miejsce PCF801 wtyka się... ECH84 lub ECH81! Ta pierwsza pracuje



Rys. 4. Zastępowanie lampy PFL200 innymi typami
a — PCL84, b — PCL86

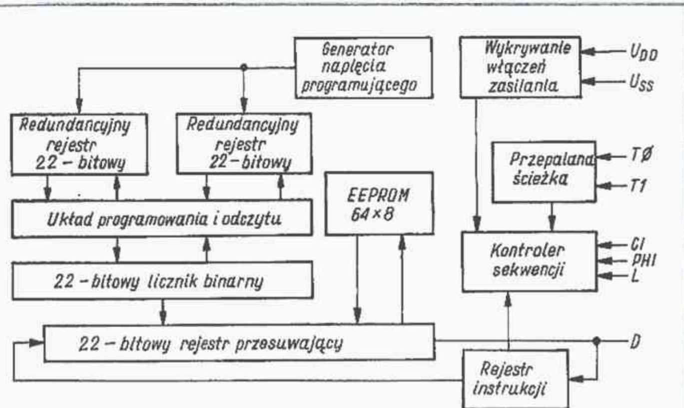
wtedy z uziemioną siatką trzecią, w tej drugiej uziemiona zostaje siatka druga, a jej funkcję przejmuje siatka trzecia. Wzmocnienia przemiany nieduże ale sygnał przechodzi, a heterodyna oscyluje. Lampę PCF802 („Libra" i pochodne) zamienia się bez problemów na PCF82.
Tyle o poczciwych „Ametystach" i „Neptunach", teraz coś o nowszych wyrobach naszych monopolistów.
Z uporem produkowane OTVC z raptem czterema kanałami w programatorze już teraz nie umożliwiają na znacznej części obszaru kraju odbioru wszystkich dostępnych kanałów, nie mówiąc już o coraz liczniej pojawiających się programach kablowych w osiedlach. A za parę lat będą okablowane całe miasta.
Kto więc wymyśli, skonstruuje i opublikuje dobrze działający układ (przystawkę, konwerter) umożliwiający:
— rozszerzenie liczby odbieranych kanałów przez odbiorniki w rodzaju Heliosa TC500, Neptuna 505 czy Elektrona 382D;
— odbiór kanałów kablowych w sytuacji, kiedy żaden (!) odbiornik produkcji krajowej nie jest wyposażony w głowicę „hyperbandową".
Czekamy! *(el)* □

z prasy zagranicznej

Elektroniczny licznik kilometrów

Nie wszystkim elektronikom ułatwia życie, niektórym je coraz bardziej utrudnia — np. specjalistom od „odkręcania" liczników kilometrów w samochodach przeznaczonych do sprzedaży. Bo oto następny mechaniczny element samochodu zostaje zastąpiony przez elektroniczny — licznik kilometrów. Zespół kółek zębatych, linek itp. zamieniono na... jeden układ scalony. Producentem jego jest Siemens, wiele ostatnio znaczący w elektronice samochodowej; układ ma oznaczenie SLE4501.

Jak wiadomo, pamięć EEPROM (programowana i kasowana elektrycznie) może ulegać przeprogramowaniu około 10 tys. razy. Dzięki zastosowaniu odpowiednich algorytmów, „inteligentnej" logiki oraz redundancyjnego zapamiętywania danych oznacza to dla SLE4501 ponad 4 miliony pseudoprzeprogramowywań, czyli możliwość zliczenia 4 194 303 impulsów. Aby uniemożliwić wszelkie manipulacje z zewnątrz, jest on wyposażony w wewnętrzny układ zabezpieczający, który uruchamia się po przepaleniu jednej ścieżki przyłączonym z zewnętrz napięciem 17 V. Odłączenie napięcia nawet w trakcie zliczania nie kasuje zapisu, który pozostaje w pamięci na stałe.
Schemat blokowy licznika kilometrów SLE4501 jest przedstawiony na rys. 1. Każdy impuls pojawiający się na wejściu CI zmienia stan licznika o 1, co zostaje zapamiętane w nieulotnej pamięci i wskazane przez stan L na wejściu/wyjściu L.



Rys. 1. Schemat blokowy układu SLE4501

Nominalne napięcie zasilania wynosi 5 V±5%. Po przekroczeniu wartości nominalnej o 10% następuje wyłączenie układu — oznacza to również, że liczne w instalacji samochodowej impulsy zakłócające nie wpływają na wynik zliczania. Granica zliczania może być zaprogramowana dowolnie przed przepaleniem ścieżki uruchamiającej układ zabezpieczający (później nie można już nic zrobić). Przepełnienie licznika (wszystkie bity są H) powoduje zakończenie zliczania.

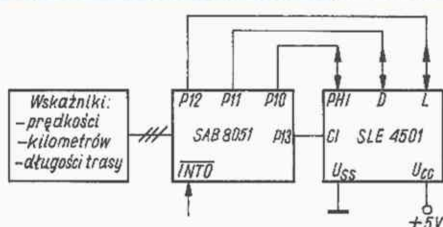
64-bajtowa (64×8) pamięć EEPROM jest adresowana szeregowo po jednym bicie. Przepalenie ścieżki odblokowującej układ zabezpieczenia (wejścia T0÷T1) uniemożliwia przeprogramowanie bajtów o adresach 16 do 63. 48 bajtów przeprogramowywalnych może być wykorzystane w różny sposób, np.:

— zapamiętanie rozmiarów zbiornika paliwa (w różnych wersjach pojazdów stosuje się zbiorniki o różnych rozmiarach ale stałej pojemności),
— zapamiętanie specyficznej dla danego typu pojazdu liczby impulsów określających przemieszczenie się pojazdu o jednostkę odległości,
— zapamiętanie podstawowego kodu dla zdalnego sterowania otwieraniem drzwi pojazdu, itp.

Pozostałe 16 bajtów stanowi dowolnie dysponowalną rezerwę. Trójprzewodowa szyna danych jest utworzona przez doprowadzenie wejść: zegarowego PHI, danych D i uruchamiającego L.

Jedną z form uniezależnienia działania układu od wpływów zewnętrznych jest zastosowanie wewnętrznego generatora napięcia programującego ok. 20 V. Nawet tym nie da się pomanipulować.

Układ aplikacyjny SLE4501 jest przedstawiony na rys. 2. Połączenie umożliwiające współpracę z pokładowym mikroprocesorem jest bardzo proste. Impulsy pochodzące z czujników przemieszczenia są doprowadzane do mikroprocesora typu SAB8051, który dzieli ich liczbę przez współczynnik określony dla danego typu samochodu i zapamiętany w EEPROMIE licznika, oblicza drogę i po każdym przejechanym kilometrze wysyła do licznika impuls podlegający zliczaniu. Wewnętrzny timer mikroprocesora umożliwia w prosty sposób określenie prędkości na podstawie liczby impulsów przemieszczenia. Informacja o prędkości jest przekazywana do wskaźnika 7-segmentowego lub liniowego na płycie rozdzielczej pojazdu. Jeżeli wszystkie timery mikroprocesora są już wykorzystane do innych celów, w układzie należy zastosować specjalistyczny układ scalony — dzielnik wstępny SLE4502 (rys. 3). Schemat blokowy dzielnika SLE4502 jest przedstawiony na rys. 4.

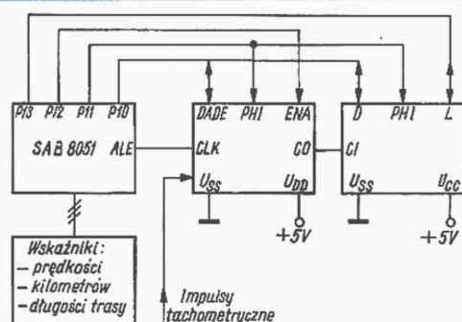


Rys. 2. Schemat aplikacyjny układu SEL4501

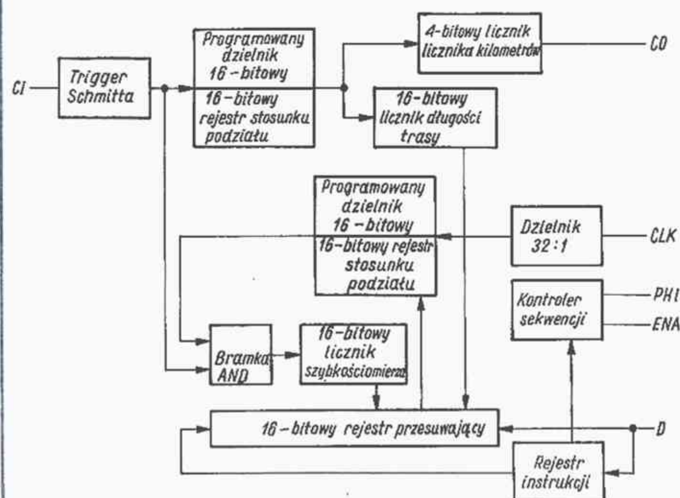
Wejście CI licznika otrzymuje impulsy z czujnika przemieszczenia. Po wstępnym uformowaniu przez trigger Schmitta ich częstotliwość jest dzielona do wartości najmniejszej zliczanej jednostki, po czym zostają doprowadzone do 4.bitowego licznika kilometrów. Impulsy wyjściowe dzielnika z wyjścia CO zostają doprowadzone do wejścia CI układu SLE4501 (rys. 3) i zapamiętywane jak opisano uprzednio.

Do wejścia CLK układu SLE4501 doprowadza się impulsy zegarowe z pokładowego µP. Impulsy te określają przedział czasowy („okno"), w którym impulsy przemieszczenia przechodzą przez rejestr szybkościomierza i zostają zapamiętywane.

Oba układy sę wykonane w obudowach DIL-8, zakres temperatur pracy wynosi −40°÷+85°C, czyli jest typowy dla techniki samochodowej. Układ SLE 4501 jest produkowany w technologii SMOS, układ SLE4502 — w technologii CMOS z wyjściami i wejściami kompatybilnymi z NMOS, pobierając tylko 1 µA.



Rys. 3. Zespół układów SLE4501+SLE4502 w szybkościomierzu-drogomierzu samochodowym



Rys. 4. Schemat blokowy programowanego dzielnika wstępnego SLE4502

Oprócz zastosowań samochodowych układ SLE4501 może być wykorzystywany w licznikach godzin, zdarzeń itp. — wszędzie tam, gdzie wynik końcowy jest rezultatem zliczania impulsów.

Informację o tym niezwykle interesującym układzie znaleźliśmy w artykule H. Müllera i R. Strassera „Milions Reliably Counted and Stored", w numerze 1/1989 dwumiesięcznika „Siemens Components". *(lk)* □

Połącznik zmierzchowy

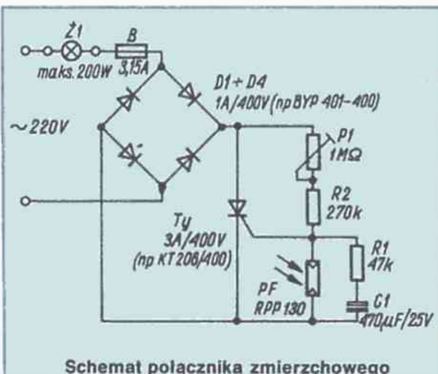
Ginter Malcher

Niżej opisane kolejne rozwiązanie połącznika zmierzchowego, włączającego oświetlenie po zapadnięciu zmroku. Proste i niedrogie, ale z zaletami.

Zasada działania połącznika (rys.) jest następująca. Rezystancja oświetlonego rezystora R_F jest niewielka (50÷300 Ω), powstaje więc na nim niewielki spadek napięcia. Potencjał bramki tyrystora Ty jest bliski potencjałowi jego katody, czyli tyrystor jest wyłączony. Przez prostownik płynie tylko bardzo mały prąd dzielnika napięcia P1-R2-R_F, żarówka nie świeci się.

Przy zmniejszaniu natężenia oświetlenia rezystancja fotorezystora rośnie, osiągając przy całkowitym zaciemnieniu wartość ok. 5÷10 MΩ. Spadek napięcia na fotorezystorze zwiększa się, aż w pewnym momencie tyrystor włącza się, powodując zaświecenie żarówki. Potencjometr P1 służy do ustawienia progu zadziałania.

Po ponownym oświetleniu fotorezystora (np. z nastaniem dnia) jego rezystancja maleje, a potencjał bramki tyrystora znów zbliża się do potencjału katody.



Schemat połącznika zmierzchowego

W pewnym momencie tyrystor przestaje przewodzić i żarówka gaśnie.

Elementy R1 i C1 zabezpieczają układ przed zgaśnięciem żarówki przy chwilowym oświetleniu fotorezystora, np. światłem reflektorów przejeżdżających samochodów czy przez błyskawicę. Elementy te opóźniają wyłączenie tyrystora po oświetleniu fotorezystora.

Układ nie jest wyposażony w wyłącznik sieciowy i działa całkowicie automatycznie. Podane wartości elementów biernych nie są krytyczne i zależą od zastosowanego fotorezystora i tyrystora; dobiera się je tak aby układ działał prawidłowo i pewnie. Nie są też krytyczne typy elementów półprzewodnikowych.

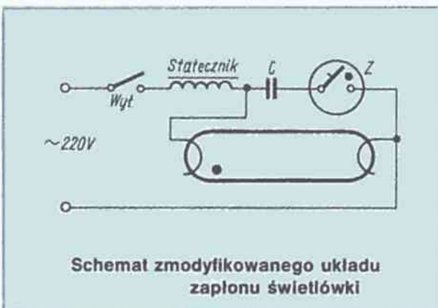
Układ modelowy działa poprawnie już ponad dwa lata, włączając automatycznie, z nastaniem nocy, oświetlenie numeru domu oraz oświetlenie pojazdu. □

Jeszcze raz o zapłonie świetlówki „na zimno"

mgr inż. Lech Łaguna

Nawiązując do artykułu pt. „Układ zapłonu świetlówki" zamieszczonego w nrze 6/1989 „Re" podaję wypróbowany i zastosowany praktycznie sposób wyeliminowania podstawowej wady podanego tam układu, czyli konieczności użycia ręcznego przycisku do włączenia świetlówki. W miejsce przycisku P zainstalowałem zapłonnik Z (rys.) od świetlówki — uzyskując zapłon samoczynny.

Podobnie jak w zapłonie klasycznym, po podgrzaniu bimetalu zapłonnik zwiera swoje zestyki, co powoduje dołączenie kondensatora do obwodu rezonansowego statecznik — kondensator C. Po upływie ok. 1 sekundy następuje odłączenie kondensatora i lampa świeci dalej sama.



Schemat zmodyfikowanego układu zapłonu świetlówki

Zaletą układu jest prostota i możliwość wykorzystania świetlówek z urwaną skrętką. Wady eksploatacji świetlówek bez podgrzewania wstępnego skrętek oczywiście pozostają. □

Tele-Audio-Video

Leon Kossobudzki

Tegoroczna wystawa Tele-Audio-Video (24÷27.10.1989) w warszawskim Pałacu Kultury wyraźnie schudła w porównaniu z poprzednim rokiem. Było trochę sprzętu audiowizualnego, znacznie mniej sprzętu profesjonalnego, trzy duże stoiska firmowe sprzętu powszechnego użytku. Trudno byłoby uznać za poważną ekspozycję, np. Unitry z dwoma nie nowymi telewizorami (Neptun M745 i Westa) i jedną wieżą Diory. Stare przyzwyczajenie lekceważenie klienta przez monopolistę, a okoliczności już nie te...

Nie wykazał tego lekceważenia kielecki Exbud. Ta dynamiczna firma błysnęła na wystawie laboratoriami językowymi średniej klasy, oferując „pod klucz" całość — od projektu po budowę i oprogramowanie różnych wersji włącznie z bardzo rozbudowanymi, wyposażonymi np. w automatyczne egzaminowanie i określanie przez komputer poziomu wiadomości całej grupy. Podobno w tym systemie nauczania można w 9 dni opanować prawie całą gramatykę angielską.

Reszta godnych uwagi rzeczy nie pochodziła już z Polski, gdy zabrakło Koreańczyków (po niefortunnym występie w ubiegłym roku i antyreklamie, zrobionej ich wyrobom przez niesolidnych polskich pośredników) ich miejsce zajęły firmy Tensai oraz Hitachi, ta ostatnia reprezentowana przez PZ ITI. Znów pojawiła się duża wystawa f-my Blaupunkt.

Tensai jest firmą japońską. Konstrukcje sprzętu powstają w Japonii ale wyroby są produkowane w innych krajach Dalekiego Wschodu o tańszej robociźnie; pozwala to firmie utrzymywać koreański poziom cen. Sprzedażą w Europie zajmuje się szwajcarska firma ze 125-letnią tradycją — A.H.

Guggenheim S.A. z Bazylei. Przywieziony do Europy sprzęt jest przed sprzedażą dodatkowo kontrolowany przez laboratoria w Szwajcarii i RFN.
Części zamienne dostarcza się przynajmniej przez 7 lat od daty zakończenia produkcji modelu. Obrót firmy w Europie wyniósł w 1988 r. 150 mln dol. zwiększając się o 10% rocznie.
Wystawiono znaczny wybór sprzętu — od wideo po małe magnetofony bez radia. Magnetowidy o ogólnoświatowej prezencji były wyposażone z reguły w „pilota" a większość — w system programowania VPS. Wszystkie były przynajmniej dwustandardowe tzn. PAL/SECAM-B/G, a model VR-1000 miał również nasz SECAM-D/K. Dane informacyjne wskazywały na nowoczesność konstrukcji. Telewizory z ekranami od 30 do 70 cm znacznie wyprzedzające technicznie i użytkowo produkty krajowych fabryk, a znacznie od nich tańsze. Do tego wieże z obowiązującymi już CD ale i zwykłym gramofonem, radiomagnetofony (w lepszej klasie — dwukasetowe, a model RTC-8330 miał również 12 cm telewizor czarno-biały) i wiele modeli małych odbiorników z zegarem cyfrowym, niektóre o bardzo interesujących plastycznie wykonaniach.
Ekspozycje Blaupunkta to jak zwykle kamerowidy, w znacznym stopniu w systemie o dużej rodzielczości S-VHS, magnetowidy o różnym stopniu skomplikowania i cenie, urządzenie do montażu filmów amatorskich współpracujące z magnetowidem RTV-920, odbiorniki TVSat również z wewnętrznym sterownikiem anteny, telewizory od 37 do 82 cm. Firma Blaupunkt reklamuje ciekawy zresztą „bajer": otóż odbiorniki serii TV Modular mogą obracać się o 40° w poziomie i zmieniać nachylenie ekranu o 9° w pionie, a regulacja ta może być nie tylko ręczna ale i zdalna.
Obszerna wystawa Hitachi zawierała sprzęt, który prędzej czy później trafia via Baltona do polskich domów: magnetowidy VHS, niektóre wyposażone we wszystko co możliwe, włącznie z możliwością odbioru do 105 kanałów we wszystkich systemach i ich odmianach z naszym SECAMem włącznie (typ VT-498EM), kamerowidy z licznymi akcesoriami, wielosystemowe telewizory 14–33" z możliwością odbioru do 112 kanałów zależnie od systemu (np. wszystkich kanałów kablowych NTSC i 20 kanałów specjalnych PAL), radiomagnetofony CD. Ale to wszystko było normalne. Wśród tego wszystkiego była prawdziwa „bomba", nie do sprzedania ale... czyli przenośny telewizor kolorowy VT-LC50 z 14 cm ekranem ciekłokrystalicznym. Co prawda, tylko na standard NTSC, więc odtwarzał obraz z magnetowidu, ale od takiej nowości nie wymagajmy od razu wszystkiego. Przy patrzeniu po osi ekranu obraz był zupełnie normalny, jak na kineskopie, bez charakterystycznych dla LCD smużeń za szybko poruszającymi się obiektami. Po niewielkim odchyleniu się od osi ekranu obraz mocno się jednak pogarszał. Spadało nasycenie kolorów i pojawiało się niebieskie tło. Początki są zawsze trudne.
Już tylko dla profesjonalistów było urządzenie do montażu filmów TV oraz transportowalny stół montażowy, przedstawiany przez firmę Delta System z RFN. Może kiedyś takie lub podobne wyroby trafią do naszych ośrodków TV, z których stary sprzęt „sypie się" z ogólnie widocznymi rezultatami. □

Medica-Farmacja-Controla

Leon Kossobudzki

Pod tą nazwą odbyła się V Międzynarodowa Wystawa Specjalistyczna (7–10.11.1989 r. w PKiN Warszawa). Jak sama nazwa wskazuje, znaczną część wystawy stanowiła aparatura specjalistyczna dla farmacji i medycyny, a aparatura ogólnego zastosowania była mniejszością. Zresztą firmy kojarzące się przeciętnemu człowiekowi ze sprzętem użytku domowego błyskały tu produkcją na potrzeby medycyny, np. białostocki „Biazet", znany producent telewizyjny, wystąpił z aparaturą monitorującą, analityczną i biochemicznymi zestawami hematologicznymi, a „fotograficzny" Olympus — z mikroskopami i wziernikami.
Aparatura ogólnego zastosowania była reprezentowana obszernie i przez firmy liczące się na świecie. Tak np. wiedeńska firma Elsinco przedstawiła znaczny wybór wyrobów firm japońskich, jak: Anritsu (np. cyfrowy generator sygnału PAL typu MG6301C, czy analizator widma MS610B), Kikusui (oscyloskopy z pamięcią cyfrową, np. 100 MHz typ COM3101, 200 MHz typ COM7201E, generator sygnałowy AM/FM typ KSG4100, czy generator funkcji FGE 3250). Był jak zwykle Hewlett-Packard m.in. z oscyloskopem cyfrowym HP54503A do 500 MHz, multimetrem kieszonkowym HPE2377A, czy analizatorem widma 1,8 GHz typu HP8590A.
Małego i dużego producenta elektroniki mogła zainteresować oferta firmy OK Industries (Yonkers, USA): narzędzia stołowe, stanowiska do prototypowania układów z elementami SMD (przyszłość i teraźniejszość elektroniki), profesjonalne lutownice z termostatami, stanowisko do lutowania ręcznego. Była przemysłowa aparatura Philipsa (systemy rentgenowskie, oprzyrządowanie procesów), urządzenia do pomiaru parametrów fizycznych oferowane przez szwajcarską firmę Rosemount, optoelektroniczna aparatura firmy Erwin Sick (Waldkirch, RFN). Firma Stoits (Seyring, Austria) wystawiła podzespoły bierne znanych firm Bourns i Spraque. Dla mechaników była aparatura do pomiaru sił, ciśnienia, przesunięcia, rozszerzalności i momentu obrotowego (oczywiście elektroniczna), jak również systemy rejestrowania danych firmy ESA Messtechnik (Planegg, RFN). ABB Goerz (Wiedeń) wystawił rejestratory laboratoryjne i przemysłowe, również szybkopiszące z pamięcią, plotery, oscyloskopy, mierniki uniwersalne, termometry i przetworniki.
Aparatura pomiarowa i regulacyjna była oferowana również przez pośredników krajowych, jak: Lumena (sprzęt komputerowy „Lingo" firmy Limco z Singapuru, sprzęt pomiarowy amerykańskich firm Keithley, Metrabyte i Iotech, szwajcarskiej Kistler oraz japońskich Iwatsu i Advantest, same dobre marki), Satori (materiały eksploatacyjne do wszelkich maszyn i urządzeń, kserokopiarki i peryferie komputerowe), Computex (sprzęt laboratoryjny firm Knauer i Anselma), Interams (specjalistyczna aparatura pomiarowa), JWM (sprzęt do pomiaru wielkości elektrycznych i nieelektrycznych).
Było też sporo krajowych producentów aparatury pomiarowej, mniejszych i całkiem małych ale dynamicznych. Wielcy krajowi monopoliści państwowi ciągle czekają aż klient sam do nich przyjdzie. Zakład Elektroniki Pomiarowej APAR (Warszawa) przedstawił duży wybór cyfrowych mierników tablicowych napięcia, temperatury, ciśnień i sił, a także interesujący elektroniczny stabilizator napięcia o mocy 400 W z automatyką, model 1031. Gdańska firma Spais wystawiała duży asortyment czujników pomiarowych siły i ciśnienia, dawniej dostępnych tylko z importu, a Zakład Elektroniki Specjalistycznej abMicro (Warszawa) — elementy przemysłowych systemów sterowania, jak sterownik obiektowy IPC1616, programowany

zegar 8-kanałowy TI-8, indukcyjny czujnik zbliżeniowy PRX0801, czujnik (regulator poziomu cieczy ECP-2), czy symulator EPROMów SYM-512A,B,C.

Dla pracujących w warunkach nibezpiecznych spółka Energeo (Wrocław) oferowała osobiste analizatory gazu OAG-CO/500 (mierzy stężenie tlenku węgla do 500 ppm) oraz OAG-NO_2/50 (mierzy stężenie dwutlenku azotu do 50 ppm), wyświetlające wynik w postaci cyfrowej. Nastawny alarm sygnalizuje przekroczenie zadanego progu stężenia sygnałem dźwiękowym i świetlnym, jest też sygnalizacja stanu baterii zasilającej. Ta sama firma oferowała też urządzenia do sterowania procesem spalania w kotłach domowych centralnego ogrzewania na paliwo stałe, np. typów KZ i Camino, utrzymując w pomieszczeniach stałą temperaturę od temperatury zewnętrznej. Jak twierdzi firma, stosowanie tych urządzeń daje do 25% oszczędności opału, upraszcza obsługę kotłów i zmniejsza emisję pyłów i gazów do atmosfery. □

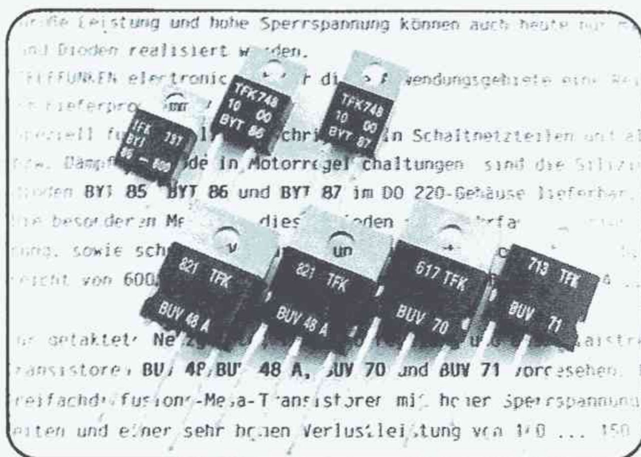
Hirschmann — *Firmy, o których słyszymy*

Nazwa firmy Hirschmann większości z nas kojarzy się przede wszystkim z antenami do odbioru satelitarnego. To się rzuca w oczy, ale to nie wszystko. Oto krótki „portret" firmy.

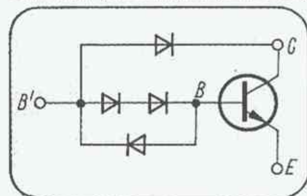
Firma została założona w Esslingen (Niemcy) przez Richarda Hirschmanna w 1924 r. i miała status biura inżynierskiego. W pierwszych latach istnienia cały jej personel składał się z właściciela, jego żony oraz obojga teściów, załatwiając wszystko — od konstrukcji po wysyłkę towaru i korespondencję. Głównym wyrobem firmy były... wtyczki bananowe składające się z dwóch części, opatentowane przez właściciela w 1926 r. Pierwszy „obcy" personel (jednoosobowy) został zatrudniony dopiero w 1929 r., a pierwsza produkcja, którą można by nazwać fabryczną, zaczęła się dopiero w 1933 r. Asortyment produkcji zwiększał się. W 1933 r. doszły radiowe anteny pokojowe, a w 1939 r. — anteny samochodowe. Potem w informacjach o działalności firmy następuje przerwa, aż w 1951 r. ukazuje się na rynku jako producent anten UKF i TV. Rozbudowują się zakłady: główny w Neckartenzlingen i filia w Rankweil (Vorarlberg, Austria), powstają przedstawicielstwa we Francji i Holandii. Rozwija się współpraca z Węgrami (od 1969 r.), w 1978r. powstaje filia w „jaskini lwa", czyli w USA. Wejście w technikę odbioru satelitarnego nastąpiło w 1979 r. ale pierwsze zbiorcze urządzenie hotelowe do odbioru satelitarnego firma zainstalowała dopiero w 1985 r., gdy TVSat zaczęła stawać na nogi.
Stały kontakt z najnowszą techniką owocował dobrymi wynikami ekonomicznymi. W 1988 r. obrót firmy osiągnął pół miliarda marek zachodnioniemieckich.
Obecny profil produkcyjny firmy Hirschmann, to systemy antenowe dla radiokomunikacji ruchomej i anteny samochodowe, stacjonarne systemy odbiorcze (radiowe, telewizyjne, a zwłaszcza satelitarne) oraz podzespoły dla nich, profesjonalna technika łączności (radiolinie, nadajniki i stacje przekaźnikowe, naziemne stacje łączności satelitarnej i radiowej), podzespoły stykowe (dla celów przemysłowych, techniki samochodowej, w.cz., laboratoryjne i dla ESPU), systemy przeciwwłamaniowe dla użytkowników prywatnych i przemysłowych oraz urządzenia transmisji optycznej (systemy transmisji dźwięku, obrazu i danych, sieci lokalne, kable i złącza). Ogólna liczba asortymentów, włącznie z wariantami, wynosi ok. 14 000. Produkty firmy Hirschmann są sprzedawane w ponad 100 krajach.
Personel firmy liczy ponad 3000 osób, w tym 250 inżynierów. 250 osób pracuje w pionie badawczo-rozwojowym firmy, rozmieszczonym w Esslingen i Rankweil. Corocznie odbywa w zakładach praktyki ok. 100 studentów szkół wyższych.

(lk) □

Nowe podzespoły mocy firmy Telefunken. Zestaw wyrobów firmy powiększył się ostatnio o szybkie diody BYT85÷BYT87 w plastykowych obudowach DO-220 (jak tranzystorowa TO-220 ale z dwoma wyprowadzeniami). Są one przeznaczone do pracy w zasilaczach impulsowych oraz w układach regulacji obrotów silników elektrycznych z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego. Napięcia wsteczne wynoszą 600÷1000 V, a prądy wyprostowane 4÷15 A. Do pracy w tych samych układach są przeznaczone szybkie tranzystory BUV48, BUV48A, BUV70 i BUV71 (fot.). Są to



tranzystory wykonane technologią potrójnej dyfuzji, o mocy 140÷150 W i napięciach od 400 V (BUV48) do 1500 V (BUV71). Prądy kolektora wynoszą od 15 A (BUV48) do 9 A (BUV71). Dla wszystkich typów tej serii czas t_f wynosi 0,7 µs (0,5 µs z diodowym układem przeciwnasyceniowym wg rys.), czasy t_{on} odpowiednio 0,9 i 0,7 µs, a czasy magazynowania ładunku odpowiednio 3,3 µs i 2,0 µs. Warto dodać, że układ przedstawiony na rys., wykonany z szybkimi diodami, poprawia parametry przełączania wszystkich szybkich tranzystorów mocy.



Program komputerowy do przechowywania wiedzy i doświadczeń człowieka. Amerykańska firma produkująca sprzęt elektroniczny — „Texas Instruments" opracowała nową metodę przechowywania wiedzy i doświadczeń wybitnych specjalistów z różnych dziedzin nauki, gospodarki i rolnictwa. To, co przez długie lata „dojrzewało" i gromadziło się w głowach fachowców, obecnie może być przechowywane w pamięci komputera. Jak informuje agencja prasowa UPI, proces, który otrzymał nazwę „System Ekspertów", przewiduje zapisywanie na dyskach komputerowych pełnego zakresu wiedzy w danej dziedzinie, zgromadzonej przez takiego czy innego doświadczonego pracownika. Proces ten nadzorują specjaliści firmy nazywani „inżynierami wiedzy". Jeden z pierwszych tego rodzaju systemów został opracowany na zamówienie firmy chemicznej „Campbell". Bogate doświadczenie jednego z pracowników firmy, który przepracował w niej 46 lat, zostało zarejestrowane w pamięci komputerowej. Dotychczas, w razie awarii czy trudności ze skomplikowaną aparaturą oraz urządzeniami, trzeba było wzywać tę osobę w celu przeprowadzenia autorytatywnej konsultacji. Obecnie wystarczy zwrócić się o pomoc do komputera, by uzyskać fachową radę. W podobne programy są wyposażone już niektóre służby na lotniskach w Denver i Chicago, firma turystyczna „American Express" i in.

Elektroniczne notatniki. Nie są one już w wielu krajach nowością, ale takie, jakie zaczęła seryjnie produkować amerykańska firma International Interest Group zasługują na uwagę. Ten notatnik bowiem ma niewielkie wymiary (85×55×2,5 mm). Pojemmość jego pamięci jest jednak znaczna, wynosi 2 kB. Oznacza to, że za pomocą klawiatury literowo-cyfrowej można zapisać 220 nazwisk i numerów telefonów. Wywołać je można następnie na dwurzędowym ekranie ciekłokrystalicznym w dowolnym porządku. Właściciel takiego notatnika może zabezpieczyć się przed niepowołanym dostępem do niego — zablokować informacje. Urządzenie pełni funkcję nie tylko notatnika, ale i kalkulatora. Może dokonywać różnych obliczeń oraz np. dokonywać zamiany jednostek miar stosowanych w Ameryce na metryczne.

Coś dla wideofanów. Nowe technologie nagrań kaset wideo (Nokia) zapewnia 12 godzin nieprzerwanej audycji. Dotychczasowe limity, to 4 godziny dla kasety normalnej i 6 godzin dla longplaya (gorsza jakość obrazu). Firma zapowiada jakość lepszą niż dla longplaya.

Wykrywanie uszkodzeń światłowodów. Światłowód jako element systemu transmisji sygnałów znajduje zastosowanie w znacznym już procencie nowo budowanych lub modernizowanych sieci łączności i transmisji danych. Nie uciekniemy od niego i my. Jest to jednak wytwór techniki, a zatem jego niezawodność nie może być stuprocentowa. A co się dzieje, jeśli akurat (zgodnie z prawem Murphy'ego Jeśli coś może być źle — będzie") zadziała ten niewielki ułamek procenta, w którym mieści się zawodność? I jak wtedy znaleźć uszkodzenie w zakopanym gdzieś na bezdrożach kablu? Sposób istnieje. Służy do tego



reflektometr laserowy, taki np. jak typu K 2300 Siemensa (fot.), działający na zasadzie wysyłania do światłowodu bardzo krótkich impulsów laserowych o różnych czasach trwania i o długościach fali 850–1300–1550 mm, i to zarówno wielomodowych jak i jednomodowych. Parametry impulsu odbiera się zależnie od stosowanego światłowodu i warunków lokalnych. Impulsy te odbiegają od miejsc uszkodzenia lub od niejednorodności materiału (np. od punktów czy złącz o podwyższonym tłumieniu, przełamań czy pęknięć) i po pewnym czasie powracają do reflektometru. Czas upływający do powrotu jest miarą odległości uszkodzenia od punktu pomiarowego. Wynik pomiaru odległości jest przedstawiany na ekranie w formie tekstowej i graficznej. Na współpracującej dyskietce 3.5" można zapisać do 150 treści. wyświetlanych na ekranie. Wyposażenie reflektometru w interfejs IEC625/IEEE488 umożliwia też dołączenie drukarki. Zasięg reflektometru K 2300 wynosi 128 km z możliwością określenia punktu uszkodzenia światłowodu z dokładnością do centymetra (!). Strefa martwa ma tylko 4 m, można więc kontrolować również i sieci lokalne. Masa miernika wynosi 11 kg, może być więc stosowany jako miernik przenośny, co jest ułatwione dodatkowo przez możliwość zasilania zewnętrznego z akumulatora 12 V.

Dwa jubileusze. W ubiegłym 1989 roku obchodzono uroczyście jubileusz 60 lat, które minęły od rozpoczęcia nadawania audycji radiowych na krótkich falach.
Firma Grundig, natomiast, informowała o jubileuszu 25-lecia znanych odbiorników serii „Satellit" przeznaczonych przede wszystkim do odbioru fal krótkich. Te odbiorniki zapoczątkowały całą generację odbiorników o zasięgu światowym — niem. „Weltempfanger", produkowanych obecnie przez wiele firm. *Fot. Grundig.*



Nie ma już prawie różnicy...
Jak stwierdza firma BASF, produkowana przez nią chromowa taśma magnetofonowa „Chrome Maxima II" jest już w 99,9% pozbawiona szumów. Nie ma już prawie różnicy między tą taśmą a płytą CD. *Fot. BASF.*

